



Analyse des Signatures de Cibles à l'aide du Radar HF – VHF Multifréquence et Multipolarisation MOSAR

Arnaud David

► To cite this version:

Arnaud David. Analyse des Signatures de Cibles à l'aide du Radar HF – VHF Multifréquence et Multipolarisation MOSAR. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Rennes 1, 1999. Français. NNT: . tel-00085137

HAL Id: tel-00085137

<https://theses.hal.science/tel-00085137>

Submitted on 11 Jul 2006

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

a) N° d'ordre : 2235

0.1.2. THÈSE

présentée

0.1.2.1. **DEVANT L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1**

pour obtenir

le grade de : **DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1**

0.1.2.1. **Mention** : Traitement du Signal et Télécommunications

0.1.3. Par

0.1.3.1.1 Arnaud DAVID

Équipe d'accueil : Structures Rayonnantes/Radiocommunications, Rennes, France

a) *École doctorale* : Informatique, Traitement du Signal et
Télécommunications

Composante universitaire : Structures et Propriétés de la Matière

ANALYSE DES SIGNATURES DE CIBLES A L'AIDE DU RADAR HF-VHF MULTIFREQUENCE ET MULTIPOLARISATION MOSAR

Soutenue le 29 octobre 1999 devant la Commission d'Examen

Composition du jury :

M. L. BERTEL	Professeur à l'Université de Rennes 1	Président
M. J. SAILLARD	Professeur à l'IRESTE, Nantes	Rapporteur
M. M. GRANGER	Ingénieur DGA/STTC, Paris	Rapporteur
M. A. BOURDILLON	Professeur à l'Université de Rennes 1	Examineur
M. C. BROUSSEAU	Maître de Conférences à l'Université de Rennes 1	Examineur
M. M. LENOIR	Directeur technique à THOMSON-CSF/AIRSYS	Examineur

Remerciements

Je voudrais exprimer mes plus sincères remerciements à Monsieur Le Professeur Louis BERTEL, pour m'avoir fait découvrir et apprécier le monde de la recherche en m'accueillant au sein du Laboratoire Structures Rayonnantes/Radiocommunications, et pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je tiens à remercier vivement Monsieur Le Professeur Alain BOURDILLON pour m'avoir guidé durant ce travail en me faisant bénéficier de son expérience et de sa rigueur scientifique, qui m'ont été extrêmement précieuses.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Christian BROUSSEAU, Maître de Conférences, pour toute l'aide et les encouragements qu'il m'a constamment apportés dans la réalisation de ce travail, ainsi que pour sa disponibilité.

Que Monsieur Michel GRANGER et Monsieur Le Professeur Joseph SAILLARD soient sincèrement remerciés de l'honneur qu'ils m'ont fait en s'intéressant à ce travail, et en acceptant la lourde tâche de rapporteur.

Lors de cette étude, une collaboration a été menée avec la société THOMSON-CSF/AIRSYS et l'ONERA. Je remercie particulièrement Monsieur Michel LENOIR qui m'a fait le plaisir d'honorer de sa présence le jury. Je remercie également Messieurs Marc LESTURGIE et Jean-Paul MARCELLIN pour les fructueuses discussions que nous avons eues.

Cette étude a été soutenue par la DGA. Je remercie à ce propos à nouveau Monsieur Michel GRANGER.

Je tiens à associer à ces remerciements Mesdames Arlette ESNAULT et Bénédicte CHEVRIER, pour leur aide précieuse lors de la préparation de ce mémoire, et l'ensemble du personnel technique avec en particulier Monsieur Marcel LEGENDRE, qui a facilité la mise en place des expérimentations.

Je n'omettrai pas de remercier l'ensemble des chercheurs et ingénieurs du laboratoire pour leur disponibilité et leur soutien. Ma gratitude va en particulier à Monsieur Nicolas VERNEUIL pour m'avoir supporté durant ces quelques années.

Enfin, je ne remercierais jamais assez ma famille, mes amis et Valérie, pour l'attention et la compréhension dont ils ont fait preuve, et pour le soutien qu'ils m'ont apporté.

*A mes parents,
pour leur soutien...*

*A Valérie,
pour sa compréhension...*

*A mon fils Evan,
pour tout ce qu'il m'apporte.*

Table des matières

Liste des figures	1
Liste des tableaux	7
Introduction	9
Chapitre 1 Généralités	11
1.1. Signaux multifréquences pour la classification de cibles	12
1.1.1. Synthèse d'impulsions	12
1.1.2. Analyse multifréquence	15
1.1.2.1. Les méthodes structurelles	15
1.1.2.2. Autres méthodes	16
1.1.2.2.1. Analyse des courbes phase/fréquence	16
1.1.2.2.2. Analyse des fluctuations de la SER	16
1.1.3. Conclusion	16
1.2. Projet MOSAR	17
Chapitre 2 Système radar MOSAR	19
2.1. Revue d'ensemble des études et résultats antérieurs	19
2.2. Amélioration des performances du système	20
2.2.1. Introduction	20
2.2.2. Système antennaire	21
2.2.3. Systèmes d'émission/réception	24
2.2.3.1. Système d'émission	24
2.2.3.2. Système de réception	27
2.2.4. Système informatique	29
2.2.4.1. Acquisition des données	29
2.2.4.2. Gestion du système	30
2.3. Caractérisation du système	32
2.3.1. Description	32

2.3.2. Limitations et potentiels	34
2.4. Conclusion	35
<i>Chapitre 3</i> Détermination expérimentale de la SER	37
3.1. Traitement des signaux et extraction des paramètres	37
3.1.1. Formation de voie	37
3.1.2. Analyse spectrale	39
3.2. Description des expérimentations	40
3.2.1. Station expérimentale de Monterfil	40
3.2.2. Conditions de mesures	42
3.3. Analyse des données	45
3.3.1. Estimation de la cohérence des signaux	45
3.3.1.1. Étude temporelle du signal	46
3.3.1.1.1. Notion de case distance	46
3.3.1.1.2. Temps d'observation de la cible	46
3.3.1.1.3. Extraction du signal temporel	46
3.3.1.1.4. Influence de la variation de l'angle d'observation	49
3.3.1.1.5. Temps d'intégration	51
3.3.1.2. Cohérence fréquentielle	52
3.3.1.2.1. Notion de cohérence	52
3.3.1.2.2. Application aux signaux mesurés	53
3.3.1.3. Conclusion	54
3.3.2. Résultats des campagnes de mesures	54
3.3.2.1. Analyse des résultats	55
3.3.2.2. Comparaison de profils mesurés	63
3.3.2.3. Profils de phase	66
3.3.3. Conclusion	67
<i>Chapitre 4</i> Détermination analytique de la SER	69
4.1. Introduction	69
4.2. Présentation des méthodes de résolutions	69
4.2.1. Les méthodes asymptotiques	70
4.2.1.1. Méthode de l'optique géométrique	70
4.2.1.2. Théorie géométrique de la diffraction	70
4.2.1.3. Méthode de l'optique physique	71
4.2.1.4. Théorie physique de la diffraction	71
4.2.2. La méthode des moments	71
4.3. Développement de modèles numériques - Exemple du Boeing 747-200	72
4.3.1. Introduction au logiciel de simulation électromagnétique NEC2	72
4.3.2. Maillage de la structure	73
4.3.2.1. Modélisation filaire du Boeing 747-200	73
4.3.2.2. Contraintes de maillage	75
4.3.2.2.1. Longueur des segments	75

4.3.2.2.2. Diamètre des fils	76
4.3.2.3. Influence des différents éléments constituant l'avion	77
4.3.2.4. Exemple de simulation	78
4.4. Évaluation de la modélisation	79
4.4.1. Présentation des expérimentations de l'ONERA	79
4.4.2. Comparaisons azimutales	80
4.4.3. Comparaisons fréquentielles	81
4.4.3.1. La réponse impulsionnelle	81
4.4.3.2. Holographie	85
4.4.3.2.1. Principe	85
4.4.3.2.2. Focalisation de l'image	87
4.4.3.2.3. Comparaisons entre les simulations de NEC et les mesures de l'ONERA	89
4.4.4. Conclusion	94
4.5. Application à l'interprétation des expérimentations	94
4.6. Conclusion	102
 <i>Chapitre 5</i> <i>Classification de cibles</i>	 <i>105</i>
5.1. Introduction	105
5.2. Critères d'identification	106
5.3. Méthodes de classification	108
5.3.1. Discrimination linéaire	108
5.3.2. Critère de Bayes	109
5.3.3. Règle du plus proche voisin	109
5.3.3.1. Principe	109
5.3.3.2. Pondération des paramètres de classification	110
5.3.4. Réseaux de neurones	111
5.3.4.1. Généralités	111
5.3.4.2. Le classifieur Perceptron Multicouche (MLP)	112
5.3.4.2.1 Principe	112
5.3.4.2.2 Phase d'apprentissage	113
5.4. Génération de la base de données	116
5.5. Évaluation des méthodes	118
5.5.1. Modèle de bruit	118
5.5.2. Définition de la probabilité d'erreur	120
5.5.3. Classification sur les avions	121
5.5.3.1. Influence du paramètre de classification	123
5.5.3.2. Influence du nombre de fréquences	125
5.5.3.3. Influence de la trajectoire	127
5.5.3.4. Influence de l'utilisation du terme différentiel de phase θ au lieu de la phase intrinsèque ϕ sur la classification	130
5.5.4. Comparaison entre les deux méthodes de classification	131
5.6. Conclusion	132

Conclusion	
135	
Annexe	<i>Diagrammes de rayonnement simulés des antennes du système MOSAR</i>
Bibliographie	
	139
	145

Liste des figures

Fig. 1.1 - Bloc-diagramme de la technique du E-pulse. _____	14
Fig. 1.2 - Chronologie de la première phase du projet MOSAR. _____	17
Fig. 1.3 - Chronologie de la phase II du projet MOSAR. _____	18
Fig. 2.1 - Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés d'une antenne placée à 7 mètres au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001$ S/m et $\epsilon_r=15$), pour une fréquence de 40,5 MHz – Polarisation horizontale. _____	21
Fig. 2.2 - Vue des réseaux d'antennes du système MOSAR. _____	22
Fig. 2.3 - Structure des réseaux d'émission et de réception. _____	22
Fig. 2.4 - Diagrammes de rayonnement simulés des réseaux d'émission et de réception, pour une fréquence de 50 MHz et pour une direction de visée fixée (élévation = 20°, azimut = 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur – Polarisation horizontale et verticale. _____	23
Fig. 2.5 - Mesure du TOS d'une antenne Racal-Dana RA943 placée à 6 mètres au-dessus d'un sol naturel en polarisation verticale. _____	24
Fig. 2.6 - Structure du système d'émission. _____	25
Fig. 2.7 - Rapport on/off pour une voie du bloc de commutateurs (Bloc 4). _____	26
Fig. 2.8 - Synoptique de la structure de commutation de polarisation de faible puissance. _____	26
Fig. 2.9 - Mesure du gain en fonction de la fréquence des amplificateurs du bloc 10. _____	27
Fig. 2.10 - Structure du système de réception. _____	28
Fig. 2.11 - Synoptique du bloc d'amplification situé après les filtres passe-bande de 112 MHz. _____	29
Fig. 2.12 - Architecture du système d'acquisition. _____	30
Fig. 2.13 - Interface de la saisie des paramètres et du déclenchement des acquisitions. _____	31
Fig. 2.14 - Interface pilotant les différentes sources de fréquence du système. _____	32
Fig. 2.15 - Système radar MOSAR. _____	32
Fig. 3.1 - Différentes corrections de phase à apporter pour la formation de voies. _____	38
Fig. 3.2 - Chaîne de traitement des signaux acquis par le système MOSAR. _____	40
Fig. 3.3 - Implantation et vue des antennes du système MOSAR à Monterfil. _____	41
Fig. 3.4 - Couloirs aériens situés à proximité de la station expérimentale de Monterfil. _____	41
Fig. 3.5 - Diagrammes de rayonnement simulés des réseaux d'émission/réception pour une direction de visée fixée (élévation 20°, azimut 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur, pour les fréquences émises en polarisation horizontale. _____	42

Fig. 3.6 - Diagrammes de rayonnement simulés des réseaux d'émission/réception pour une direction de visée fixée (élévation 20°, azimut 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur, pour les fréquences émises en polarisation verticale.	43
Fig. 3.7 - Occupation spectrale entre 20 et 100 MHz pour la polarisation horizontale le lundi 22 décembre 1997.	43
Fig. 3.8 - Occupation spectrale entre 20 et 100 MHz pour la polarisation verticale le mardi 9 décembre 1997.	44
Fig. 3.9 - Acquisition sur un Mc Donnell Douglas MD 81/82 en polarisation horizontale.	47
Fig. 3.10 - Signaux temporels acquis sur le Mc Donnell Douglas MD81/82.	48
Fig. 3.11 - Position de la cible par rapport au radar.	49
Fig. 3.12 - Déplacement de la cible d'une distance d_r .	49
Fig. 3.13 - Variations de la SER simulées en fonction du site d'observation, en polarisation horizontale, pour un Boeing 747-200 aux fréquences 30, 40 et 52 MHz.	51
Fig. 3.14 - Variation de l'amplitude du signal en fonction du nombre d'impulsions utilisé pour l'intégration.	52
Fig. 3.15 - Fonction de cohérence – Boeing 737-200 le 17 septembre 1998 9h25(TU) – case distance 12 (33 km).	53
Fig. 3.16 - Fonction de cohérence – Boeing 737-200 le 17 septembre 1998 9h25(TU) – case distance 9 (28 km).	54
Fig. 3.17 - Fonction de cohérence – Boeing 737-200 le 15 septembre 1998 15h32(TU) – case distance 7 (25 km).	54
Fig. 3.18 - Variation de la fréquence Doppler en fonction de la distance pour un BAE 146-200 mesurée sur 4 fréquences, le 22 décembre 1997 à 14h13 TU en polarisation horizontale.	55
Fig. 3.19 - Variation de la fréquence Doppler en fonction de la distance pour un Boeing 737 mesurée sur 4 fréquences le 9 décembre 1997 à 14h12 TU en polarisation verticale.	56
Fig. 3.20 - Variation de la fréquence Doppler mesurée pour un BAE 146 en polarisation horizontale le 22 décembre 1997 à 14h13 TU.	57
Fig. 3.21 - Variation de la puissance reçue mesurée pour un BAE 146-200 en polarisation horizontale, le 22 décembre 1997 à 14h13 TU.	57
Fig. 3.22 - Variation de la SER reçue mesurée pour un BAE 146-200 en polarisation horizontale le 22 décembre 1997 à 14h13 TU.	58
Fig. 3.23 - Variation de la fréquence Doppler mesurée pour un Airbus A320 en polarisation horizontale, le 21 septembre 1998 à 15h30 TU.	58
Fig. 3.24 - Variation de la puissance reçue, mesurée pour un Airbus A320 en polarisation horizontale, le 21 septembre 1998 à 15h30 TU.	59
Fig. 3.25 - Variation de la SER, mesurée pour un Airbus A320 en polarisation horizontale, le 21 septembre 1998 à 15h30 TU.	59
Fig. 3.26 - Variation de la fréquence Doppler, mesurée pour un Boeing 737-200 en polarisation verticale, le 9 décembre 1997 à 14h12 TU.	60
Fig. 3.27 - Variation de la puissance reçue, mesurée pour un Boeing 737-200 en polarisation verticale, le 9 décembre 1997 à 14h12 TU.	60
Fig. 3.28 - Variation de la SER, mesurée pour un Boeing 737-200 en polarisation verticale, le 9 décembre 1997 à 14h12 TU.	61
Fig. 3.29 - Variation de la fréquence Doppler, mesurée pour un Boeing 737-200 en polarisation verticale, le 16 décembre 1997 à 14h15 TU.	61
Fig. 3.30 - Variation de la puissance reçue, mesurée pour un Boeing 737-200 en polarisation verticale, le 16 décembre 1997 à 14h15 TU.	62
Fig. 3.31 - Variation de la SER, mesurée pour un Boeing 737-200 en polarisation verticale, le 16 décembre 1997 à 14h15 TU.	62
Fig. 3.32 - Variation de la fréquence Doppler en fonction de la distance pour deux Boeing 737-200.	63
Fig. 3.33 - Comparaison de la puissance reçue mesurée sur 4 fréquences en polarisation verticale pour deux Boeing 737-200 évoluant dans l'espace aérien le 9/12/97 et le 16/12/97 à respectivement 14h12 et 14h15 TU.	64
Fig. 3.34 - Variation de la fréquence Doppler en fonction de la distance pour deux Mc Donnell Douglas MD81/82.	64

Fig. 3.35 - Comparaison de la puissance reçue, mesurée sur 4 fréquences en polarisation horizontale, pour deux Mc Donnell Douglas MD81/82 évoluant dans l'espace aérien le 1/12/97 et le 8/12/97 à respectivement 16h53 et 13h18 TU. _____	65
Fig. 3.36 - Variation de la fréquence Doppler en fonction de la distance pour deux Boeing 737-200. _____	65
Fig. 3.37 - Comparaison de la puissance reçue mesurée sur 4 fréquences en polarisation verticale pour deux Boeing 737-200 évoluant dans l'espace aérien le 9/12/97 et 18/11/97 à respectivement 14h12 et 14h10 TU. ____	66
Fig. 3.38 - Phase mesurée sur le Boeing 737-200 le 9 décembre 1997 à 14h12 en polarisation verticale. _____	67
Fig. 4.1 - Vue d'un Boeing 747-200. _____	73
Fig. 4.2 - Maillage du Boeing 747-200 composé de 3500 segments. _____	74
Fig. 4.3 - Influence de la longueur des segments sur le calcul de SER - $\lambda = 15m$. _____	75
Fig. 4.4 - Influence du diamètre des fils – Simulations à 20 MHz en polarisation HH. _____	76
Fig. 4.5 - Influence des différents éléments de la cible – Simulations à 20 MHz en polarisation HH. _____	77
Fig. 4.6 - SER du Boeing en fonction de l'azimut pour un site de 0° , à la fréquence de 20 MHz. _____	78
Fig. 4.7 - Principe de mesure de l'ONERA pour un azimut de 0° . _____	79
Fig. 4.8 - Comparaison azimutale à la fréquence de 20 MHz en polarisation horizontale. _____	80
Fig. 4.9 - Comparaison azimutale à la fréquence de 50 MHz en polarisation horizontale. _____	80
Fig. 4.10 - Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de 90° , dans la bande de fréquence 20-40 MHz. _	82
Fig. 4.11 - Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de 90° , dans la bande de fréquence 40-60 MHz. _	82
Fig. 4.12 - Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de 40° en polarisation HH. _____	82
Fig. 4.13 - Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de 100° dans la bande 20-40 MHz. _____	83
Fig. 4.14 - Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de 0° dans la bande 20-40 MHz. _____	83
Fig. 4.15 - Réponses impulsionnelles synthétisées en fonction de l'azimut - simulations NEC. _____	84
Fig. 4.16 - Réponses impulsionnelles synthétisées en fonction de l'azimut - mesures ONERA. _____	85
Fig. 4.17 - Domaines de transformation de Fourier. _____	86
Fig. 4.18 - Principe de focalisation de l'image. _____	87
Fig. 4.19 - Extrapolation du domaine polaire en domaine rectangulaire. _____	88
Fig. 4.20 - Holographie sur les données NEC dans la bande 20-40 MHz en polarisation HH – Effet de la focalisation. _____	88
Fig. 4.21 - Holographie sur les données ONERA dans la bande 20-40 MHz en polarisation HH – Effet de la focalisation. _____	89
Fig. 4.22 - Holographie sur les données NEC dans la bande 20-40 MHz, éclairément autour de 90° . _____	90
Fig. 4.23 - Holographie sur les données ONERA dans la bande 20-40 MHz, éclairément autour de 90° . _____	90
Fig. 4.24 - Holographie sur les données NEC dans la bande 20-40 MHz, éclairément autour de 60° . _____	91
Fig. 4.25 - Holographie sur les données ONERA dans la bande 20-40 MHz, éclairément autour de 60° . _____	91
Fig. 4.26 - Holographie sur les données NEC dans la bande 20-40 MHz, éclairément autour de 0° . _____	92
Fig. 4.27 - Holographie sur les données ONERA dans la bande 20-40 MHz, éclairément autour de 0° . _____	92
Fig. 4.28 - Holographie sur les données NEC dans la bande 40-60 MHz, éclairément autour de 90° . _____	93
Fig. 4.29 - Holographie sur les données ONERA dans la bande 40-60 MHz, éclairément autour de 90° . _____	93
Fig. 4.30 - Variation des angles d'observation des cibles le long de leur trajectoire. _____	96
Fig. 4.31 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation horizontale. _____	96
Fig. 4.32 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52 et 60 MHz, en polarisation verticale. _____	97
Fig. 4.33 - Variation des angles d'observation des cibles le long de leur trajectoire. _____	98
Fig. 4.34 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation horizontale. _____	99

Fig. 4.35 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation verticale. _____	99
Fig. 4.36 - Variation des angles d'observation des cibles le long de leur trajectoire. _____	100
Fig. 4.37 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation horizontale. _____	101
Fig. 4.38 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation verticale. _____	101
Fig. 4.39 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation verticale pour un Airbus A320. _____	102
Fig. 4.40 - Évolution de la mémoire RAM en fonction du nombre de segments (logiciel NEC). _____	103
Fig. 5.1 - Exemple de réseau perceptron multicouche. _____	112
Fig. 5.2 - Modèles filaires des avions Airbus A320, Boeing 737-200 et Boeing 747-200. _____	117
Fig. 5.3 - Images holographiques focalisées des avions de la base de données dans la bande 20-60 MHz, en polarisation horizontale pour un éclairage autour de 90°. _____	118
Fig. 5.4 - Synthèse de la procédure de calcul de la probabilité d'erreur pour la méthode du plus proche voisin et du réseau de neurone MLP. _____	121
Fig. 5.5 - Visualisation du trajet de la cible pour les simulations, ainsi que des variations en site et en gisement correspondant à son déplacement. _____	122
Fig. 5.6 - Influence du critère de classification dans le cas du plus proche voisin en polarisation horizontale et en polarisation verticale. _____	123
Fig. 5.7 - Influence du critère de classification dans le cas du réseau de neurones MLP en polarisation horizontale et en polarisation verticale. _____	124
Fig. 5.8 - Influence du nombre de fréquences sur le potentiel d'identification dans le cas du plus proche voisin pour les polarisations horizontale et verticale. _____	125
Fig. 5.9 - Influence du nombre de fréquences sur le potentiel d'identification dans le cas réseau MLP pour les polarisations horizontale et verticale. _____	126
Fig. 5.10 - Évolution de la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit, pour 2, 4 et 8 fréquences. Etude réalisée en polarisation verticale à l'aide de la méthode du plus proche voisin. _____	127
Fig. 5.11 - Variation de P_e en fonction de la trajectoire pour les deux polarisations, en utilisant la méthode du plus proche voisin. _____	128
Fig. 5.12 - Variation de P_e en fonction de la trajectoire pour les deux polarisations, en utilisant le réseau de neurones MLP. _____	129
Fig. 5.13 - Influence de l'utilisation du terme Θ au lieu de la phase sur la classification – Comparaison pour les classifieurs du plus proche voisin et du réseau MLP pour les deux polarisations. _____	130
Fig. 5.14 - Comparaison des deux méthodes pour la classification à partir de l'amplitude, pour les polarisations horizontale et verticale. _____	131
Fig. 5.15 - Comparaison des deux méthodes pour la classification à partir du terme de phase Θ , pour les polarisations horizontale et verticale. _____	131
Fig. 5.16 - Comparaison des deux méthodes pour la classification à partir des deux paramètres simultanément, pour les polarisations horizontale et verticale. _____	132
Fig. A.1 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau d'émission, pour une fréquence de 50 MHz, au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001 \text{ S/m}$ et $\epsilon_r=15$) – Polarisation horizontale. _____	140
Fig. A.2 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau de réception, pour une fréquence de 50 MHz, au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001 \text{ S/m}$ et $\epsilon_r=15$) – Polarisation horizontale. _____	141

Fig. A.3 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau d'émission, pour une fréquence de 50 MHz, au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001 \text{ S/m}$ et $\epsilon_r=15$) – Polarisation verticale.	141
Fig. A.4 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau de réception, pour une fréquence de 50 MHz, au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001 \text{ S/m}$ et $\epsilon_r=15$) – Polarisation verticale.	141
Fig. A.5 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau d'émission, pour une fréquence de 50 MHz et pour une direction de visée fixée (élévation = 20° , azimut = 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001 \text{ S/m}$ et $\epsilon_r=15$) – Polarisation horizontale.	142
Fig. A.6 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau de réception, pour une fréquence de 50 MHz et pour une direction de visée fixée (élévation = 20° , azimut = 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur – Polarisation horizontale.	142
Fig. A.7 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau d'émission, pour une fréquence de 50 MHz et pour une direction de visée fixée (élévation = 20° , azimut = 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001 \text{ S/m}$ et $\epsilon_r=15$) – Polarisation verticale.	143
Fig. A.8 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau de réception, pour une fréquence de 50 MHz et pour une direction de visée fixée (élévation = 20° , azimut = 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001 \text{ S/m}$ et $\epsilon_r=15$) – Polarisation verticale.	143

Liste des tableaux

<i>Tab. 2.1 - Caractéristiques générales du système MOSAR à l'issue de la première tranche.</i>	<i>20</i>
<i>Tab. 2.2 - Caractéristiques des systèmes d'émission et de réception du radar MOSAR.</i>	<i>33</i>
<i>Tab. 3.1 - Fréquences émises lors des campagnes de mesures.</i>	<i>44</i>
<i>Tab. 3.2 - Liste des vols entre Dinard et Nantes le 8/12/97 – Extrait des données SCTA.</i>	<i>45</i>
<i>Tab. 4.1 - Paramètres de simulation pour deux Boeing 747-200 suivant la même trajectoire mais sur des niveaux de vol différents.</i>	<i>95</i>
<i>Tab. 4.2 - Paramètres de simulation pour trois Boeing 747-200 sur le même niveau de vol mais suivant des routes différentes.</i>	<i>98</i>
<i>Tab. 4.3 - Paramètres de simulation pour trois Boeing 747-200 sur le même niveau de vol mais suivant des routes différentes.</i>	<i>100</i>
<i>Tab. 5.1 - Caractéristiques générales des avions de la base de données.</i>	<i>116</i>
<i>Tab. 5.2 - Différents points de la trajectoire sur lesquels est évaluée la probabilité d'erreur.</i>	<i>127</i>

Chapitre 1

Généralités

La reconnaissance de cibles consiste à déterminer des caractéristiques typiques d'objets, permettant leur discrimination. Plusieurs degrés peuvent être considérés, de la classification à l'identification. La classification signifie la détermination du type ou de la classe de l'objet. L'identification, quant à elle, signifie la détermination de l'identité de l'objet. Elle peut être considérée comme le degré le plus élevé de la reconnaissance. Lors de conflits militaires, cette technique est utilisée pour déterminer les appareils ennemis des appareils amis. Mais par le passé, la classification automatique des cibles a conduit à de nombreuses erreurs [2] :

Dans la nuit du 31 juillet 1983, un Boeing 747 d'une compagnie sud coréenne, au départ de New-York à destination de la Corée, a été abattu par un chasseur SU-15 de la défense aérienne russe. C'est le résultat d'une erreur de reconnaissance de leur système de défense. Le Boeing 747 a été identifié en tant qu'avion de reconnaissance RC-135. Le bilan est de 269 morts.

Le 3 juin 1988, un Airbus A300B iranien, effectuant la liaison Bender-Abba (Iran) - Dubai (Émirats Arabes Unis), a été détruit par un missile SM-2 sous contrôle du système Aegis du croiseur USS Vincennes (USA) dans le Golfe Persique. L'Airbus a été reconnu comme un chasseur F-14. Le bilan est de 298 morts.

Le 14 avril 1994, deux hélicoptères militaires américains, des Black Hawk, ont été abattus au nord de l'Irak par deux chasseurs F-15 américains. Les passagers et l'équipage des hélicoptères participaient à une mission humanitaire. Ils ont été identifiés comme des hélicoptères irakiens volant dans une zone interdite au nord du 36^{ème} parallèle. 12 des 14 passagers sont morts dans l'accident, avec parmi eux, des officiels de l'ONU.

Ces lourdes erreurs ont concentré les recherches scientifiques vers l'amélioration des capacités de reconnaissance et à essayer de proposer des solutions plus fiables [3][4][5][6]. Pour cela plusieurs approches ont été envisagées :

- utilisation de radar à bande étroite,
- utilisation de radar à bande large,
- utilisation de radar multifréquence.

Cependant, aucune de ces approches n'apparaît comme plus performante car chacune est régie par des compromis. Malgré cela, la qualité des critères choisis pour discriminer les cibles peut améliorer la reconnaissance.

Un des critères sur lequel peut être basée la reconnaissance de la cible, est sa Surface Équivalente Radar (SER). Cette surface fictive caractérise l'écho renvoyé par la cible. Elle est définie comme étant la surface dont il faudrait disposer, si la cible rétrodiffusait de façon isotrope dans tout l'espace, pour renvoyer un écho de même puissance que celui effectivement reçu par le récepteur [7][8]. La SER, exprimée en champ lointain, s'écrit :

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left| \frac{E_R}{E_T} \right|^2 \quad (1-1)$$

où E_R est le champ transmis par le radar, E_T , le champ rétrodiffusé par la cible (mesuré au niveau de la cible) et R , la distance radar – cible.

Le concept multifréquence a été retenu dans le cadre du projet MOSAR, pour étudier la SER et les possibilités de reconnaissance. Avant d'introduire le projet MOSAR, une approche de l'utilisation de signaux multifréquences pour la classification de cibles est abordée.

1.1. Signaux multifréquences pour la classification de cibles

1.1.1. Synthèse d'impulsions

L'illumination d'une cible par une onde électromagnétique de la forme d'une impulsion de Dirac $\delta(t)$ a pour réponse $h(t)$ telle que :

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt \quad (1-2)$$

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (1-3)$$

Lorsque les polarisations horizontale et verticale sont émises, on obtient quatre termes en fréquence : $H_{hh}(\omega)$, $H_{hv}(\omega)$, $H_{vh}(\omega)$, $H_{vv}(\omega)$.

Si une cible est éclairée sur une bande assez large, elle peut être considérée comme un filtre linéaire à paramètres constants, qui possède des fréquences de résonances liées à ses formes et à ses dimensions, mais indépendantes des angles d'aspect. Pour cela, la longueur d'onde doit correspondre à la région de résonance (zone pour laquelle la longueur d'onde est de l'ordre de grandeur des dimensions de la cible), et le spectre doit être suffisamment large. Cela peut être réalisé à l'aide de signaux multifréquences, ces derniers pouvant remplacer des impulsions courtes.

Il est possible alors de remonter à la forme de la cible, ou d'en extraire les résonances naturelles, en étudiant sa réponse impulsionnelle. Si l'on s'intéresse à la reconnaissance sans reconstruction de forme, la réponse transitoire créée par une impulsion peut être approximée selon la méthode d'expansion singulière (SEM¹) [2][4][6][9]. Cette méthode permet de quantifier le champ électromagnétique transitoire de la cible illuminée par une impulsion : la cible est alors considérée comme un système linéaire et isotrope dans le temps, à paramètres localisés et sans conditions initiales :

$$G(p) = \frac{R(p)}{H(p)} \quad (1-4)$$

où $R(p)$ est la transformée de Laplace de la réponse de la cible, $H(p)$, la transformée de Laplace de la réponse impulsionnelle du système et $G(p)$, la transformée du système linéaire. $R(p)$ et $H(p)$ sont des polynômes de racines complexes p_i .

Aussi, dans le cas de la réponse impulsionnelle du système, la transformée de Laplace peut s'écrire :

$$H(p) = \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{p - p_i} \quad (1-5)$$

où A_i sont les résidus et p_i , les pôles. Si on applique une transformée inverse de Laplace, on obtient :

$$h(t) = \sum_{i=1}^n A_i e^{p_i t} \quad (1-6)$$

¹ Singularity Expansion Method.

$H(p)$ peut donc être décrite uniquement par ses pôles et ses résidus.

D'un point de vue physique, la réponse impulsionnelle $h(t)$ est soit une distribution de courant à la surface de la cible, soit une distribution d'intensité du champ réfléchi [2]. Ce champ rétrodiffusé peut servir à la reconnaissance. Dans le cas d'un corps étendu, les résidus sont tributaires de l'orientation de la cible, ce qui augmente le nombre de termes de la série. Dans la pratique, il a été observé que les contributions majeures sont essentiellement dues à quelques termes. Dès lors, pour reconnaître une cible, la valeur des pôles peut être calculée à partir de sa réponse transitoire. On discrétise le champ électrique pour une cible observée sous des aspects angulaires fixés :

$$E(t_m) = \sum_{i=1}^N A_i e^{p_i m \Delta t} \quad m = 1 \dots M \quad (1-7)$$

Δt est le pas de discrétisation et M , le nombre d'échantillons.

Si $(m+1) \geq 2N$ et si Δt est constant, alors ce système d'équations non linéaires peut être résolu par la méthode de Prony [4]. L'idée est de représenter le régime transitoire $f(t)$ du système linéaire utilisé pour représenter la cible comme une suite d'exponentielles :

$$f(t) = \sum_{i=1}^I A_i e^{p_i t} \quad (1-8)$$

où I est supposé être un nombre fini.

Des études ont été menées sur la base de cette méthode [6], et plusieurs problèmes ont été rencontrés :
méthode utilisable uniquement dans le cas de pôles simples,

besoin de la connaissance du nombre de pôles (une mauvaise connaissance entraîne un risque de dérive des pôles par rapport aux vraies valeurs),

méthode très sensible au bruit (éloignement très rapide des solutions si le rapport signal sur bruit est trop faible).

Certaines équipes se sont penchées sur ces problèmes et proposent des alternatives, entre autre pour étendre la méthode aux cas des pôles multiples et pour la détermination du nombre de pôles [9]. Par contre, la sensibilité au bruit reste un problème délicat et la méthode nécessite des données « bien agencées ». En effet, l'algorithme de base est un algorithme « mal conditionné » [6], et pour y palier, des algorithmes plus robustes ont été développés. Pour réduire le problème d'extraction de résonances d'une cible dans les applications radar, des techniques utilisant des impulsions synthétisées, comme par exemple le « E-pulse » (Extinction pulse) ont été étudiées [6][10].

Le principe de cette technique est de venir convoluer la réponse transitoire de la cible avec un E-pulse qui est défini pour une cible donnée, à partir de ses résonances. Le résultat de cette convolution tend soit vers une fonction nulle dans le cas du E-pulse, soit vers une fonction mono-mode dans le cas du S-pulse (Single-mode extraction pulse).

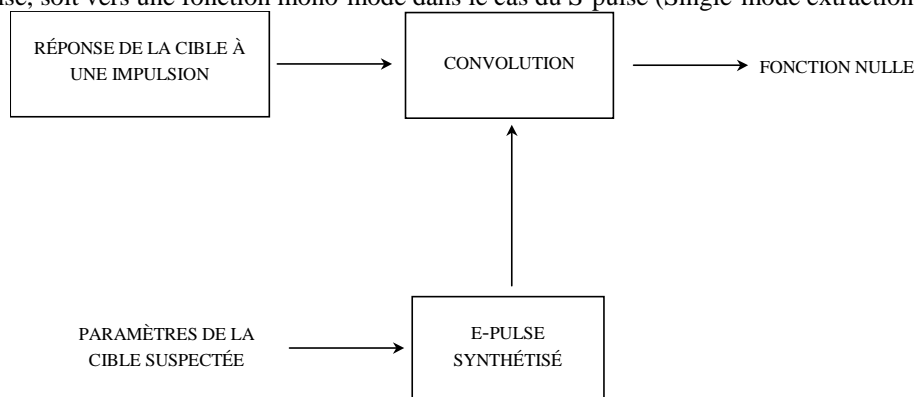


FIG. 1.1 - Bloc-diagramme de la technique du E-pulse.

Chaque cible possède un jeu unique de fréquences de résonances, liées aux différents éléments qui la constituent. La reconnaissance est alors basée sur le fait qu'une seule cible peut après convolution avec un E-pulse donné, tendre vers une fonction nulle. Dès lors, la réponse d'une cible inconnue convoluée avec les différentes réponses des cibles répertoriées nous permettra de remonter à l'identification. Un des problèmes de cette méthode, est le besoin de connaître les fréquences de résonances d'une cible donnée afin de pouvoir synthétiser le E-pulse. Aussi, une librairie des fréquences de résonances des différentes cibles est nécessaire.

L'application pratique met en évidence plusieurs problèmes [6][10] :

le besoin de concevoir des antennes de réception et d'émission optimales associées à un signal optimal, ainsi que la génération d'une impulsion électromagnétique de forte puissance (intérêt du multifréquence),

la nécessité d'affiner la technique du E-pulse, c'est-à-dire une extraction minutieuse des fréquences de résonances de la cible mesurée afin de palier aux problèmes de discrimination et de sensibilité au bruit.

1.1.2. Analyse multifréquence

Les techniques présentées précédemment reconstituent la réponse impulsionnelle de la cible afin d'en extraire les résonances. Plusieurs équipes ont utilisé les signaux multifréquences pour enrichir les signatures de cibles, dans un but éventuel de classification [3][11][12]. Des méthodes ont été proposées pour la reconnaissance d'objets telles que les méthodes structurelles, l'analyse des courbes phase/fréquence, etc.... Le critère multifréquence est, dans ces dernières, toujours utilisé pour accroître le potentiel de reconnaissance.

1.1.2.1. Les méthodes structurelles

Ces méthodes sont principalement utilisées lorsqu'on peut décrire l'objet par une image à deux dimensions. Si l'on considère des données de SER, elles sont basées sur la description de la SER selon une «grammaire» appropriée. On peut plus précisément essayer de reconnaître des motifs afin de classer les cibles. Une base de données est alors définie. Cette librairie sert pour la reconnaissance d'une cible inconnue, en sachant qu'une bonne reconnaissance doit pouvoir dire, pour une cible nouvelle, qu'elle ne se trouve pas dans la librairie. Un algorithme basé sur cette reconnaissance syntaxique peut être décrit de la manière suivante :

- codage et approximation des données d'entrée,
- séparation des éléments de base, c'est-à-dire les plus simples,
- détermination d'une grammaire de la forme de l'objet reconnu,
- analyse syntaxique résultant dans la classification des SER sur la base de la grammaire utilisée pour décrire l'objet.

Le principe pour l'application de cette méthode à l'identification est décrit par C. Baum [3]. Dans un premier temps, le paramètre à prendre en compte pour la reconnaissance est la mise en forme des signatures. En effet, il faut pouvoir caractériser la cible par un ensemble de données.

Des expressions mathématiques exactes ou approximatives, existent pour représenter la rétrodiffusion sur les cibles pour des bandes de fréquence données. On peut donc définir une signature type par un ensemble de paramètres associé à un modèle de rétrodiffusion. Les paramètres n'ont de valeurs spécifiques, qu'à partir du moment où le modèle est appliqué à une cible particulière. La signature de la cible correspond alors à la série de paramètres. Le modèle SEM introduit précédemment peut servir, par exemple, pour la description de la rétrodiffusion sur la cible.

Cependant, la sélection des éléments de base pour décrire les cibles est faite de manière heuristique [3] en tenant compte des critères suivants :

- le matériel pour la séparation et la reconnaissance des éléments doit être relativement simple,
- les éléments doivent fournir une description compacte et adéquate des cibles à reconnaître.

Sand et Garber [13] ont utilisé cette classification syntaxique sur des données de SER d'avions commerciaux. Ils ont montré l'intérêt de tels développements pour l'identification de cibles. Cependant, pour une efficacité maximale, une base de données complète des différentes cibles est nécessaire. Des problèmes importants apparaissent donc pour la reconnaissance d'avions militaires récents, qui est rendue difficile à cause des motifs de SER mal connus [2].

1.1.2.1. Autres méthodes

1.1.2.2.1 Analyse des courbes phase/fréquence

Cette méthode est basée sur l'analyse des courbes phase/fréquence de la cible [2]. Le système radar émet dans la zone de résonance des cibles, c'est-à-dire à des longueurs d'onde de l'ordre de leurs dimensions principales. En effet, sur des surfaces métalliques, des pics de résonance et des changements de phase rapides, associés à ces pics, apparaissent en fonction de la fréquence. Les variations rapides de phase sont seulement observées sur des cibles métalliques près des

dimensions de résonance (dimensions des cibles de l'ordre de $\lambda/2$). Les cibles du fouillis de sol (arbres, bosquets, etc.) ne possèdent que des changements de phase relativement lents. Il est donc possible par cette méthode de différencier les cibles métalliques, du fouillis et des cibles non métalliques.

Les cibles sont reconnues par leurs changements spécifiques de phase en fonction de la fréquence. Les différentes fréquences sont donc sélectionnées sur la base de la connaissance approximative de la taille de la cible afin d'émettre dans la zone de résonance de l'objet. L'inconvénient est que le nombre de fréquences étant souvent limité, il faut que les variations de taille entre les différentes cibles ne soient pas trop importantes.

1.1.2.2 Analyse des fluctuations de la SER

D'autres approches sont basées sur l'amplitude et la phase des échos reçus sur les différentes fréquences émises [11]. L'analyse de la SER sur plusieurs fréquences est effectuée dans la zone de Rayleigh, celle-ci contenant les informations sur la forme approximative des cibles [12]. L'amplitude et la phase du signal rétrodiffusé par la cible sont recueillies et utilisées pour discriminer les cibles. Dans le but de comparaison, des bases de données ont été constituées en effectuant des mesures sur des maquettes à échelle réduite d'avions de chasse. Lin et Kiensky [11] ont montré les possibilités de classification sur ce type de données, en insistant particulièrement sur l'évolution favorable de la probabilité d'erreur avec l'ajout d'informations supplémentaires comme la phase et la polarisation. Cependant, l'amplitude et la phase du signal reçu dépendant des angles d'observation (élévation et azimuth), il faut constituer une base de données conséquente permettant de prendre en compte correctement ces aspects.

1.1.3. Conclusion

Cette présentation non exhaustive des techniques de reconnaissance basées sur le multifréquence, annonce des directions variées pour la conception d'un radar. Cependant, ces méthodes sont souvent évaluées sur des données simulées, et ne prennent donc pas en compte les restrictions liées à un système. La mise en œuvre de certaines d'entre elles, nécessiterait par ailleurs des moyens matériels très importants et est donc difficilement envisageable.

Aussi, les choix technologiques établis pour la réalisation du radar limiteront les méthodes applicables. En effet, il paraît difficile, par exemple, de synthétiser la réponse impulsionnelle d'une cible avec un radar émettant deux ou trois fréquences, alors que des systèmes conçus dans ce but en émettent au moins une dizaine.

1.2. Projet MOSAR

Le projet MOSAR (Maquette Orientée pour un Système d'Analyse de Résonances), développé depuis décembre 1993, a pour objectif d'apporter des réponses à l'identification de cibles aériennes dans les basses fréquences afin de permettre le développement de futurs radars opérationnels dans ce domaine. Les caractéristiques du système ont été définies afin de répondre aux exigences d'identification des cibles actuelles. La gamme de fréquence a été choisie afin de mettre en évidence d'éventuelles résonances, et pour lutter contre la mise en place de matériaux absorbants et de géométries furtives.

Le projet, initialisé dans le cadre du Groupement Scientifique Antenne - Radar (GSAR), se décompose en deux tranches et réunit plusieurs coopérants qui sont :

- le laboratoire Structures Rayonnantes/Radiocommunications de l'Université de Rennes 1,
- le laboratoire SEI de l'Institut de Recherche et d'Enseignement Supérieur aux Techniques de l'Électronique (IRESTE) de l'Université de Nantes,
- l'Office National d'Études et Recherches Aérospatiales (ONERA),
- la société THOMSON-CSF/AIRSYS.

L'ensemble du projet est soutenu par l'ex-DRET², le CNRS³, la DRED⁴ et le Conseil Régional de Bretagne.

Le laboratoire Structures Rayonnantes/Radiocommunications de l'UPRES-A CNRS N°6075 est maître d'œuvre du projet, certaines études ayant été confiées aux partenaires définis ci-dessus.

² Direction des Recherches, Etudes et Techniques.

³ Centre National de la Recherche Scientifique.

⁴ Direction des Recherches et Etudes Doctorales.

Lors de la première tranche (phase 1) du projet, plusieurs études et travaux ont été réalisés (figure 1.2). Dans un premier temps, l'étude des phénomènes de propagation a abouti à l'élaboration d'un logiciel de modélisation de la propagation. Ensuite, une procédure de calibrage du système MOSAR a été définie par THOMSON-CSF/AIRSYS. Parallèlement à ces travaux, le laboratoire Structures Rayonnantes/Radiocommunications a défini le système et en a réalisé la première tranche. Ce système était capable d'effectuer des mesures en polarisation horizontale sur deux fréquences simultanément.

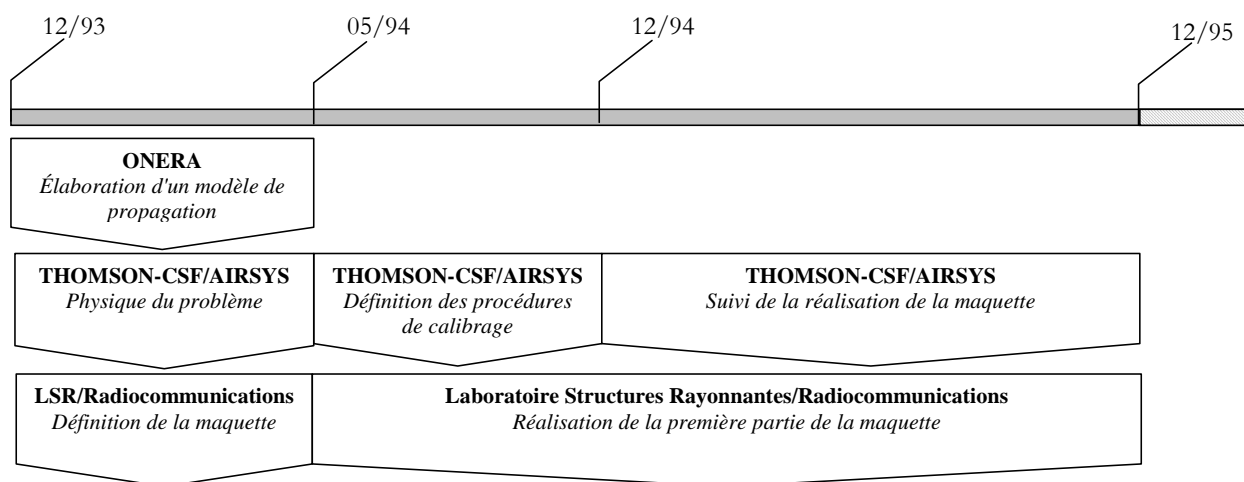


FIG. 1.2 - Chronologie de la première phase du projet MOSAR.

Les premiers résultats obtenus ont permis de valider le système. Ils ont mis en évidence le potentiel du radar pour la détermination de l'amplitude, de la phase et de la fréquence Doppler du signal rétrodiffusé par les cibles détectées, sur plusieurs fréquences.

Suite aux résultats de la première phase, la deuxième phase conditionnelle du projet a été initialisée en octobre 1996. Une chronologie simplifiée des études menées est présentée sur la figure 1.3.

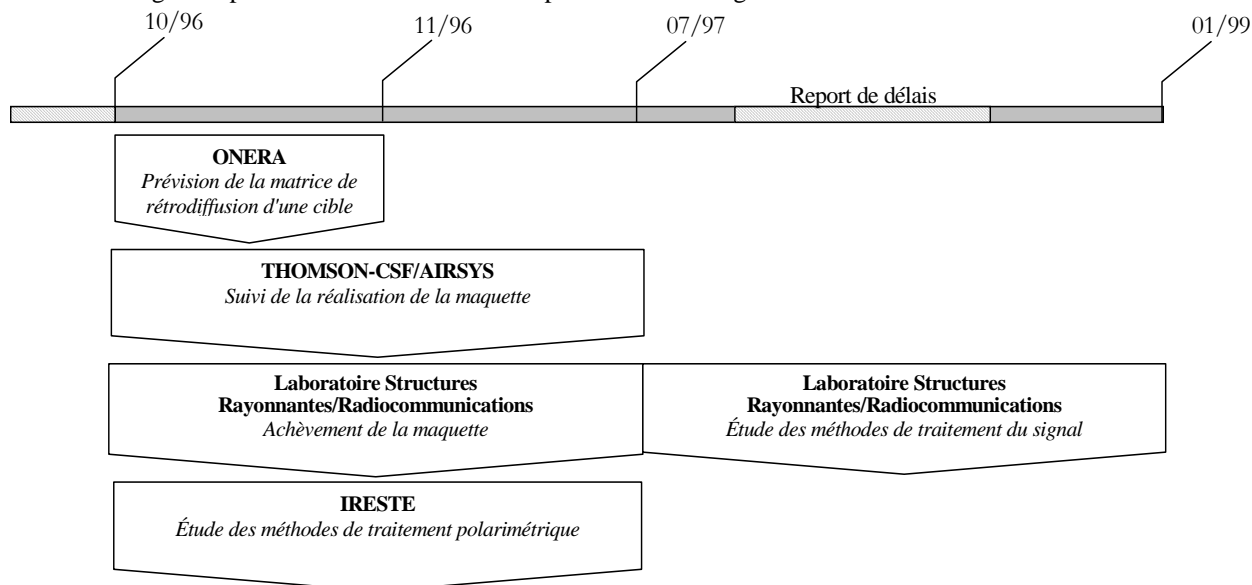


FIG. 1.3 - Chronologie de la phase II du projet MOSAR.

Lors de cette tranche, plusieurs études ont été menées en parallèle. D'une part, les prestataires sont intervenus pour : déterminer la matrice de rétrodiffusion d'une cible, en effectuant des mesures sur une maquette (ONERA),

l'étude de traitements polarimétriques (IRESTE/NANTES),

le suivi de la réalisation (THOMSON-CSF/AIRSYS).

D'autre part, le laboratoire Structures Rayonnantes/Radiocommunications a réalisé la seconde partie de la maquette, c'est-à-dire principalement l'ajout de la polarisation verticale, et l'émission et la réception de quatre fréquences simultanément. De plus, il s'est intéressé aux méthodes de traitement du signal. Les travaux réalisés lors de cette phase, sont présentés dans cette thèse.

Chapitre 2

Système radar MOSAR

Ce chapitre a pour objectif de présenter le radar MOSAR dans sa version finale, c'est-à-dire un système émettant quatre fréquences simultanément en polarisation horizontale ou verticale et recevant sur les deux polarisations. La définition et la réalisation d'une partie du système, effectuées au cours d'une précédente thèse de doctorat [14], seront brièvement résumées et nous insisterons plus particulièrement sur les évolutions et améliorations qui ont été apportées au système.

2.1. Revue d'ensemble des études et résultats antérieurs

Avant d'introduire les évolutions du système, il est utile de faire un bilan sur l'état d'avancement du projet à l'issue de la thèse de C. Brousseau [14].

L'un des objectifs du système MOSAR est la mesure de SER de cibles aériennes dans la bande HF-VHF. Elle est déterminée en amplitude et en phase sur plusieurs fréquences et pour deux polarisations. Les caractéristiques principales du système peuvent être résumées comme suit :

- émission et réception de 4 fréquences simultanément dans la bande 20-80 MHz,

- portée comprise entre 6 et 60 km,

- polarisation horizontale ou verticale à l'émission,

- polarisation horizontale et verticale à la réception.

Dans un premier temps, il a fallu définir les différentes parties du système (émission, réception, etc...), en tenant compte des fonctionnalités souhaitées. En premier lieu, des études sur les effets de propagation ont été menées [14][15][16]. Il a été montré que les pertes supplémentaires liées à la propagation (absorption moléculaire, etc...) ainsi que les effets de dispersion de phase, dans la bande de fréquence définie ci-dessus, pouvaient être négligés, et que seules les pertes en espace libre pouvaient être considérées. L'ensemble du système a ensuite été réalisé, mais il ne permettait alors que d'émettre et de recevoir en polarisation horizontale sur deux fréquences simultanément.

Le système antenne était constitué de deux réseaux d'antennes dipolaires log-périodiques comportant 4 antennes en polarisation horizontale, deux pour l'émission et deux pour la réception. A l'émission, des déphasages sont appliqués aux signaux de manière à réaliser la formation de voie. Ils sont ensuite additionnés puis envoyés vers les antennes via les amplificateurs de puissance. A la réception, les signaux reçus sont démodulés avec les sources d'émission pour conserver une cohérence de phase et des déphasages leurs sont appliqués pour la formation de faisceaux. Enfin, les signaux correspondant aux antennes de même polarisation sont additionnés, échantillonnés et finalement enregistrés sur disque dur. Les caractéristiques générales du système à l'issue de la première tranche du projet MOSAR étaient :

Bande de fréquence	28 – 88 MHz
Polarisation	horizontale
Nombre de fréquences	2
Puissance crête / moyenne	2 kW / 200 W
Largeur d'impulsion	40 μ s (nominale)
Période de récurrence	400 μ s (nominale)
Distance aveugle	6 km
Portée maximale sans ambiguïté	60 km

TAB. 2.1 - Caractéristiques générales du système MOSAR à l'issue de la première tranche.

Des campagnes de mesures ont été réalisées, pour expérimenter le système. L'examen des résultats de ces campagnes a montré les capacités du radar pour l'estimation de la SER des cibles sur plusieurs fréquences.

2.2. Amélioration des performances du système

2.2.1. Introduction

L'achèvement de la maquette MOSAR, c'est-à-dire la réalisation de la 2^{ème} tranche, a porté essentiellement sur deux points :

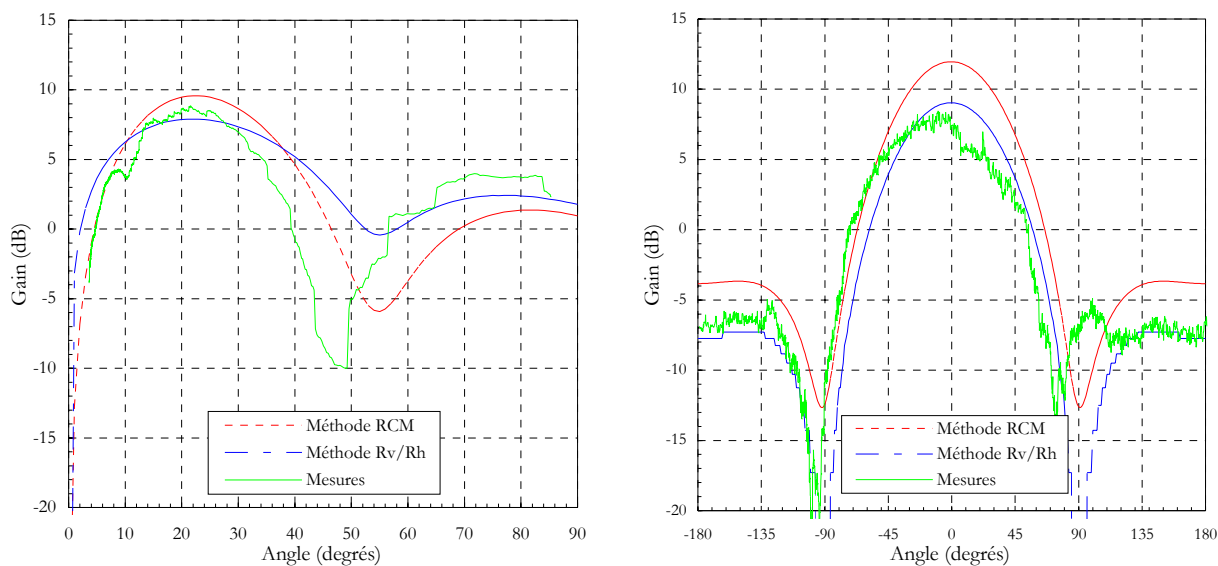
l'ajout de la polarisation verticale,

l'augmentation du nombre de fréquences d'émission afin d'émettre quatre fréquences simultanément.

Cependant, lors de l'allocation de la deuxième tranche du contrat MOSAR, plusieurs notifications concernant l'évolution du système ont été soumises et ont dû être prises en compte. Dans un premier temps, une partie du système a été revue, suite à des restrictions budgétaires. Le nombre d'amplificateurs initialement prévus pour alimenter les antennes d'émission a été réduit à un amplificateur pour deux antennes. Ceci ne permet plus l'entrelacement de polarisation à l'émission, d'une récurrence à l'autre. Le plan de sol qui devait homogénéiser le terrain à proximité des antennes, a lui aussi été abandonné. Ensuite, la formation de voies électronique, c'est-à-dire l'utilisation de déphaseurs à commande numérique à la réception, a été abandonnée, car l'acquisition des voies issues de chaque antenne en réception permet plus de souplesse sur le traitement a posteriori des signaux. Le nombre de cartes d'acquisition a donc été doublé. Enfin, pour élargir les possibilités du système, l'acquisition des signaux se fait de manière continue.

2.2.2. Système antenne

Les antennes utilisées sont des antennes log-périodiques dipolaires Racal-Dana RA943. Ces antennes largement décrites dans les travaux précédents [14][17][18], ont une bande passante comprise entre 28 et 100 MHz. Elles possèdent un gain maximal de l'ordre de 6 dBi, et sont relativement peu directives (typiquement 120° dans le plan H et 80° dans le plan E). Ces antennes ont été caractérisées pour l'application MOSAR en utilisant des méthodes de simulations [18][19] et en réalisant des mesures in situ [20][21]. Un exemple de comparaison entre simulations et mesures est présenté sur la figure 2.1.



a) diagramme en élévation, $azimut = 0^\circ$.

b) diagramme en $azimut$, élévation = 20° .

FIG. 2.1 - Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés d'une antenne placée à 7 mètres au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001$ S/m et $\epsilon_r=15$), pour une fréquence de 40,5 MHz – Polarisation horizontale.

Afin de s'affranchir de l'effet du sol, et donc de limiter l'influence des minima dans les diagrammes de directivité des antennes, un réseau a été réalisé. Les minima sont compensés en jouant sur les positions spatiales des antennes. Au cours de la définition de la maquette, huit antennes ont été prévues : deux antennes par polarisation et par réseau.

Lors de la première implantation du système, seules les antennes en polarisation horizontale ont été utilisées. Les réseaux d'émission et de réception étaient alors situés au même endroit. L'ajout de la polarisation verticale a nécessité la redistribution des antennes sur les mâts pour définir de nouveaux réseaux d'émission et de réception (figure 2.2).

Comme le montre la figure 2.1, les simulations et les mesures présentent un bon accord. Aussi, l'utilisation des modélisations des antennes a permis, de manière heuristique, d'optimiser leurs positions spatiales afin de compenser au mieux les effets d'atténuation dans les diagrammes, provoqués par le sol (l'influence des positions des antennes sur les diagrammes de rayonnement simulés de chaque antenne est présentée en annexe). L'objectif est de diminuer le nombre de minima en essayant de compenser les minima d'une antenne par les maxima d'une autre [14][22]. Ces hauteurs d'antennes ont donc été modifiées par rapport à celles utilisées lors de la première tranche du projet et les positions retenues sont représentées sur la figure 2.3.



FIG. 2.2 - Vue des réseaux d'antennes du système MOSAR.

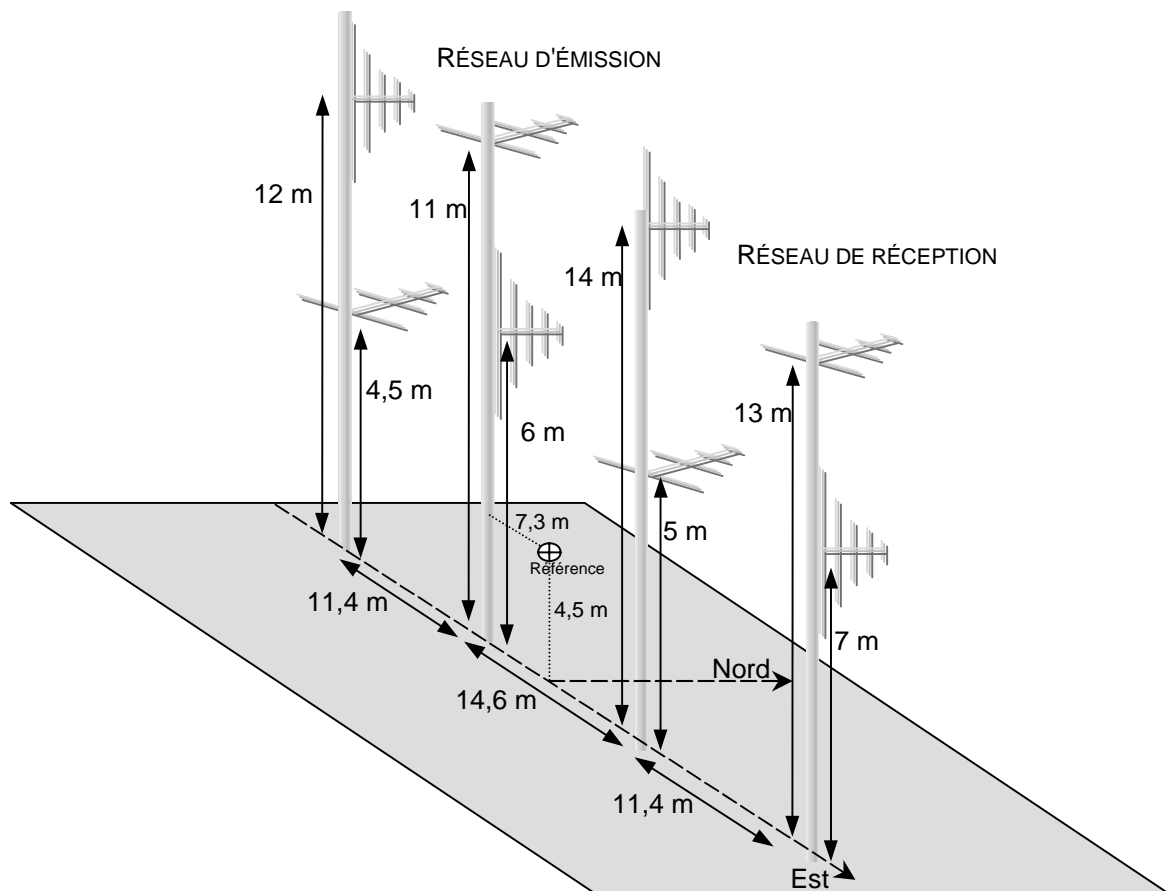
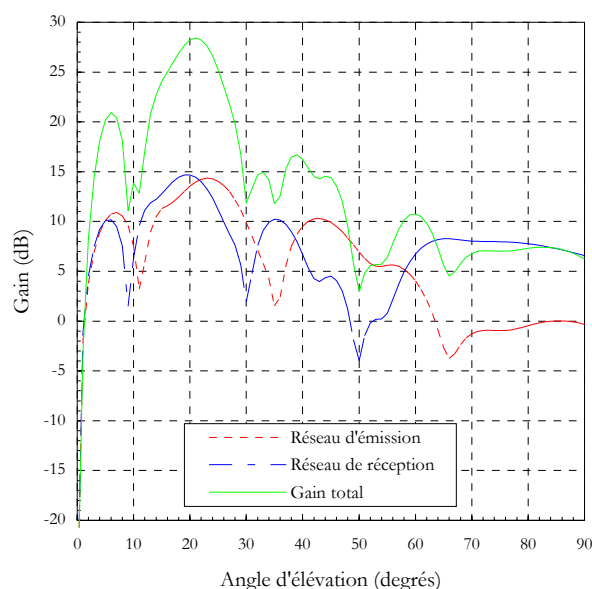


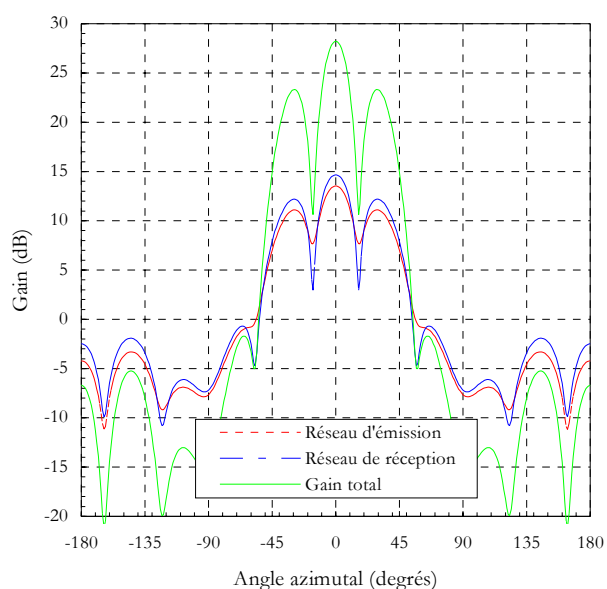
FIG. 2.3 - Structure des réseaux d'émission et de réception.

Il est à noter que, afin de diminuer le couplage entre antennes, il n'y a qu'une antenne par polarisation et par mât.

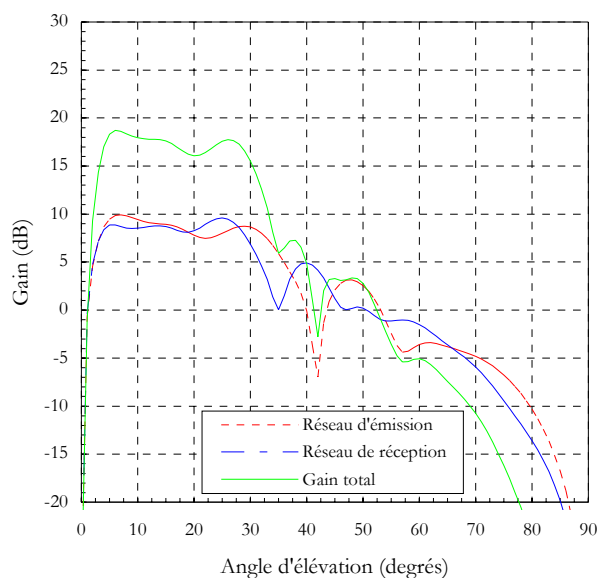
Pour illustrer les performances globales des réseaux, un exemple simulé de diagramme de rayonnement pour une fréquence de 50 MHz, lorsque la direction de visée est fixée à 0° en azimut et 20° en élévation est présenté sur figure 2.4. Enfin, le taux d'ondes stationnaires (TOS) mesuré lors de la mise en place des réseaux d'antennes sur la station expérimentale est présenté sur la figure 2.5 pour l'antenne placée à 6 m, en polarisation verticale, du réseau d'émission. On s'aperçoit qu'il reste inférieur à 2,1:1 dans la bande de fréquence 28-100 MHz.



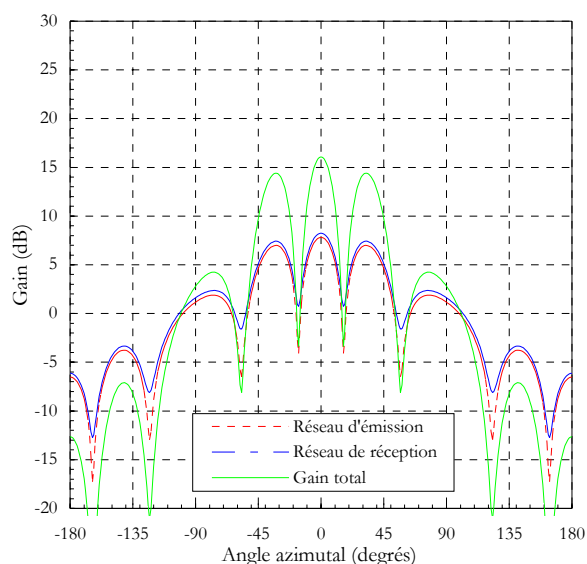
A) diagramme en élévation, polarisation horizontale.



B) diagramme en azimut, polarisation horizontale.



C) diagramme en élévation, polarisation verticale.



D) diagramme en azimut, polarisation verticale.

FIG. 2.4 - Diagrammes de rayonnement simulés des réseaux d'émission et de réception, pour une fréquence de 50 MHz et pour une direction de visée fixée (élévation = 20° , azimut = 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur – Polarisation horizontale et verticale.

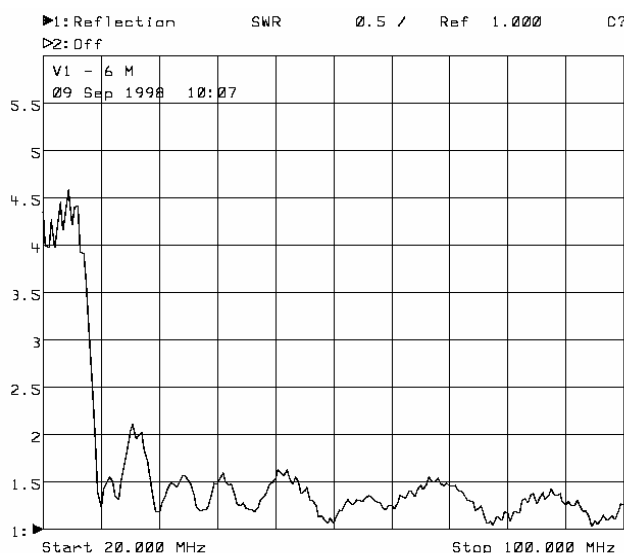


FIG. 2.5 - Mesure du TOS d'une antenne Racal-Dana RA943 placée à 6 mètres au-dessus d'un sol naturel en polarisation verticale.

2.2.3. Systèmes d'émission/réception

Les systèmes d'émission et de réception ont été conçus et testés au laboratoire par la conception de prototypes. Cependant, leur réalisation a été confiée à la société CHORUS ELECTRONIQUE (91).

2.2.3.1. Système d'émission

Le système d'émission a été réalisé entièrement lors de la première tranche du projet MOSAR [14]. Mais, afin de satisfaire le nouveau cahier des charges associé à la seconde tranche, quelques modifications ont été effectuées. Le synoptique du système actuel est présenté sur la figure 2.6. Pour mieux comprendre les évolutions apportées, nous allons décrire succinctement son principe.

Les générateurs d'émission sont séparés en deux sources distinctes pour s'affranchir de l'utilisation de déphaseurs large bande. Aussi, la source fixe de fréquence 112 MHz est divisée en 16 voies, sur lesquelles sont appliqués des déphasages correspondant à la fréquence et à l'antenne d'émission choisies (Bloc 1). Chaque source variable est divisée en quatre voies, dont la fréquence est égale à la fréquence d'émission désirée augmentée de 112 MHz (Bloc 2).

Ces sources sont mélangées puis filtrées à travers des filtres passe-bas de fréquence de coupure égale à 100 MHz, ceci afin d'éliminer la bande de fréquence supérieure, issue du mélange (Bloc 3). A ce stade, tous les signaux sont déphasés en fonction de la fréquence et de l'antenne auxquelles ils correspondent.

Chaque antenne émettant les quatre fréquences simultanément, quatre signaux de fréquence différente sont additionnés et préamplifiés avant d'être envoyés vers les amplificateurs de puissance (Bloc 4). La modulation d'impulsion est créée en agissant sur l'étage de polarisation des amplificateurs de puissance et le bloc de commutateurs (Bloc 4). Ces commutateurs permettent, entre autre, de couper l'émission lors de la réception. A titre indicatif, le rapport on/off à 60 MHz est présenté sur la figure 2.7 pour une voie du bloc de commutateurs. Il est légèrement inférieur à -57 dB.

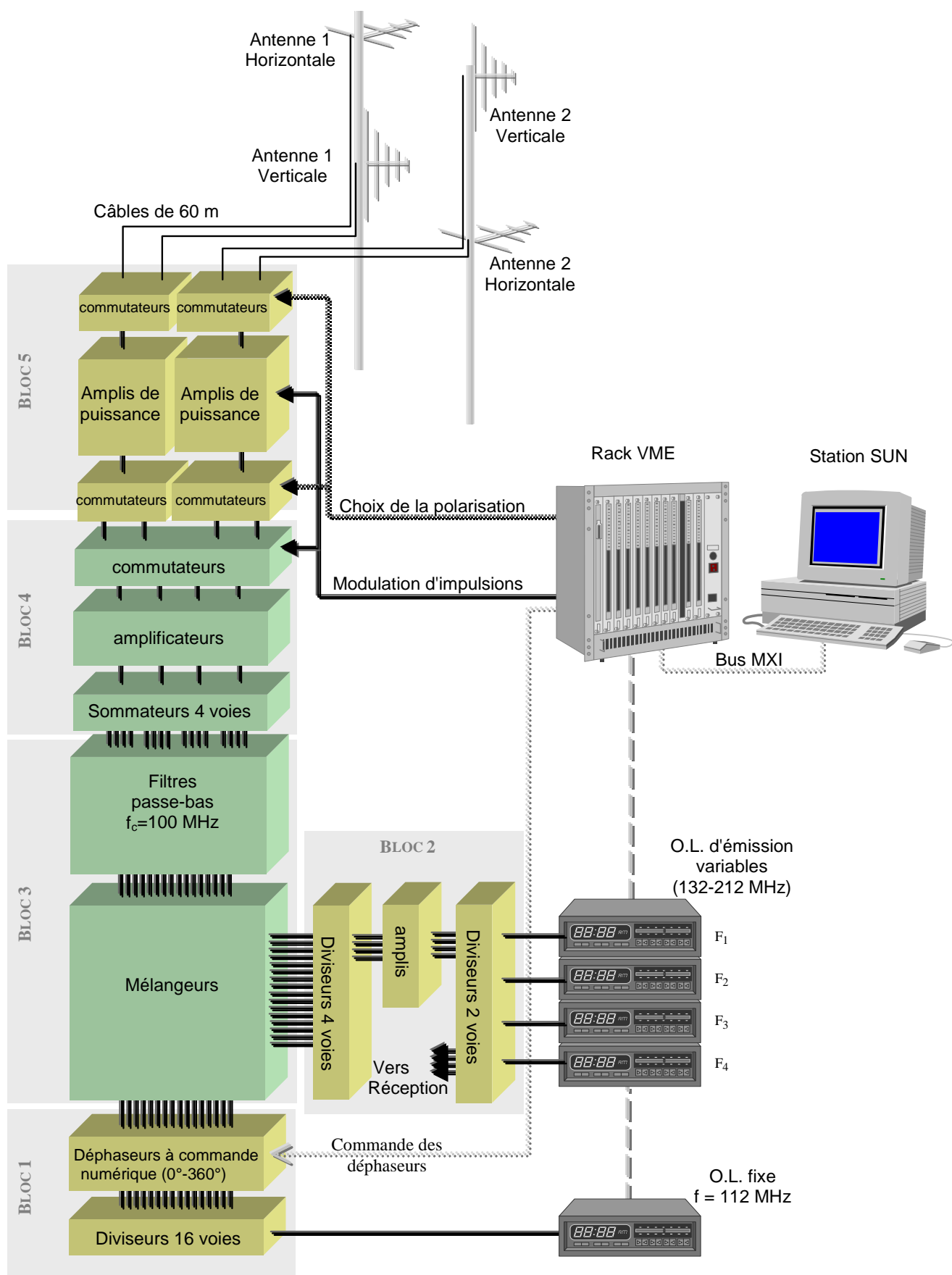


FIG. 2.6 - Structure du système d'émission.

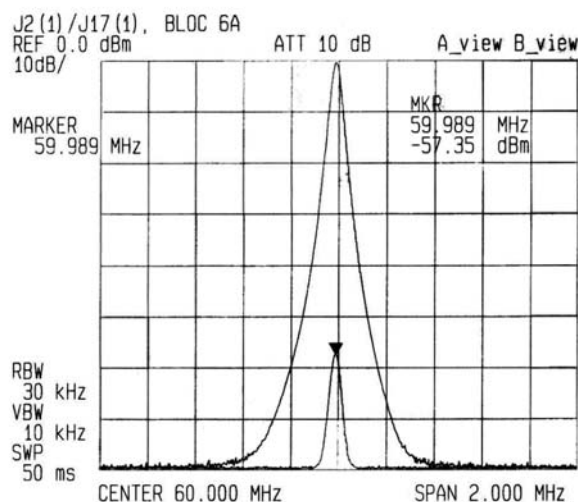


FIG. 2.7 - Rapport on/off pour une voie du bloc de commutateurs (Bloc 4).

Les modifications apportées sur le système d'émission sont situées après la sortie de l'émetteur (Bloc 5). La diminution à deux du nombre d'amplificateurs de puissance, pour des raisons budgétaires, a nécessité l'introduction d'une matrice de commutation pour le choix de la polarisation d'émission. Deux types de commutateurs ont été utilisés. Les premiers, de type Mini-Circuits MSWA 2-20, permettent de commuter les signaux de faible puissance et sont situés avant les amplificateurs. Ceux-ci ont des temps de commutation rapides (10 ns) mais ils ne peuvent pas supporter des puissances élevées (< 20 dBm). Dès lors, en sortie des amplificateurs des relais électromécaniques, de type RLC Electronics SR-2-N-H-I sont utilisés. Ils sont capables de supporter les puissances émises mais avec des temps de commutation très lents (20 ms). Le synoptique des commutateurs situés en amont des amplificateurs de puissance est présenté sur la figure 2.8.

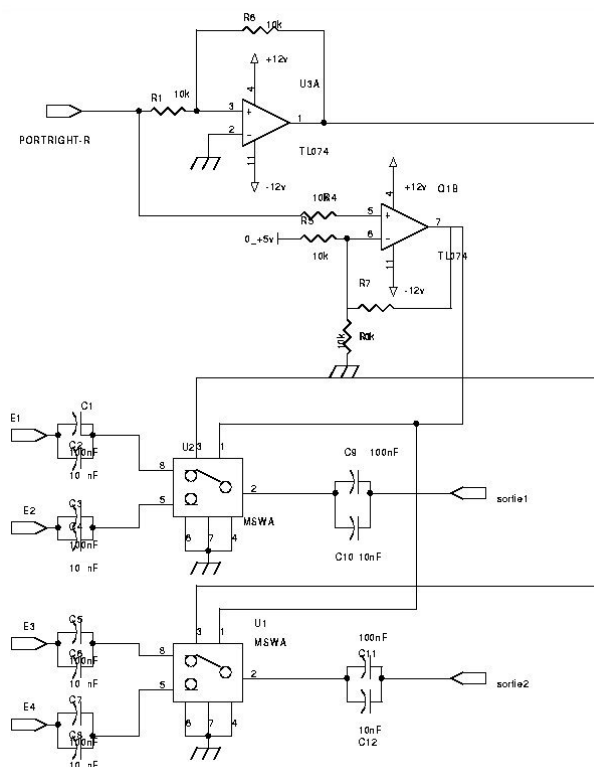


FIG. 2.8 - Synoptique de la structure de commutation de polarisation de faible puissance.

Ces modifications, et en particulier l'introduction des relais mécaniques, de part leur temps de commutation et surtout leur durée de vie, ne permettent plus l'entrelacement des polarisations d'une récurrence à l'autre. Il n'est alors plus possible d'obtenir quasi-simultanément les quatre termes de la matrice de rétrodiffusion de la cible.

2.2.3.1. Système de réception

L'acquisition des signaux issus de chaque antenne en sortie du récepteur, et donc l'abandon de la formation de voies électronique, a simplifié la structure du système de réception au détriment d'une augmentation de la complexité des traitements informatiques. Les déphaseurs à commande numérique et le bloc de sommateurs utilisés pour réaliser la formation de faisceaux ont été supprimés.

Le récepteur est de type superhétérodyne à double changement de fréquence (figure 2.10). En sortie des antennes de réception, un ensemble constitué de diodes Schottky et d'atténuateurs protège le récepteur lors de l'émission (Bloc 6). Les signaux issus des antennes sont amplifiés afin de compenser les pertes liées aux diviseurs de puissance qui leur succèdent (Blocs 6 et 8). Pour récupérer l'information apportée par chaque fréquence, les signaux sont divisés par quatre et mélangés avec les sources d'émission. Ceci permet de garder la cohérence de phase du signal. Les signaux sont ensuite ramenés autour de la fréquence 112 MHz (Bloc 9). Après un filtrage passe-bande étroit, l'information utile est isolée, puis un nouveau changement de fréquence est effectué avec une source de fréquence fixe de 112 MHz – 75 kHz (Bloc 10). Un filtrage passe-bande extrait l'information contenue sur les différentes voies autour de 75 kHz, avec une bande passante de 30 kHz (Bloc 11). Ce dernier filtrage fixe la sélectivité de l'ensemble du système de réception, et par conséquent détermine quasiment la bande de bruit du récepteur. Enfin, les niveaux des signaux sont ajustés à l'échelle d'acquisition des convertisseurs analogique/numérique.

Lors de la première phase du projet, la moitié du récepteur a été réalisée, afin de pouvoir recevoir deux fréquences, en polarisation horizontale. Sa structure a donc été doublée pour prendre en compte la polarisation verticale et les modifications, énoncées précédemment, ont été apportées.

Une des modifications concerne les amplificateurs du bloc 10. Les variations de gain ainsi que le synoptique de ces amplificateurs sont présentés sur les figures 2.9 et 2.11, respectivement.

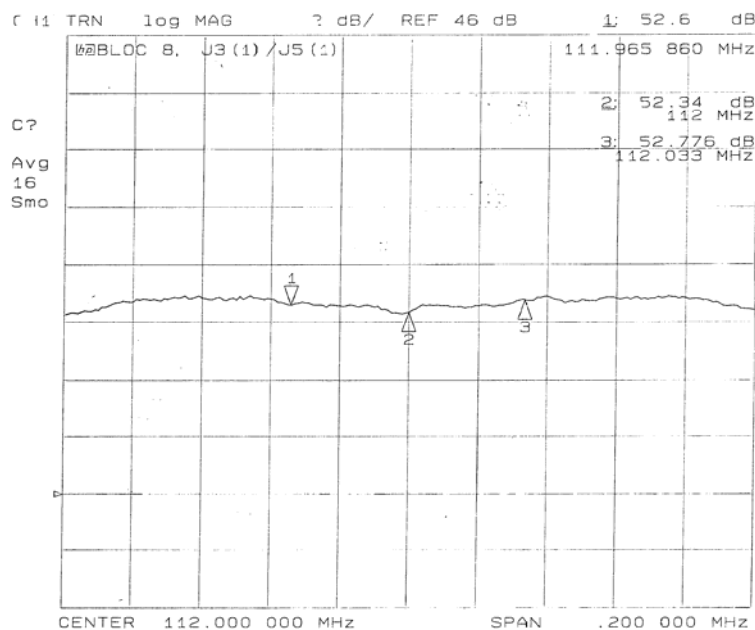


FIG. 2.9 - Mesure du gain en fonction de la fréquence des amplificateurs du bloc 10.

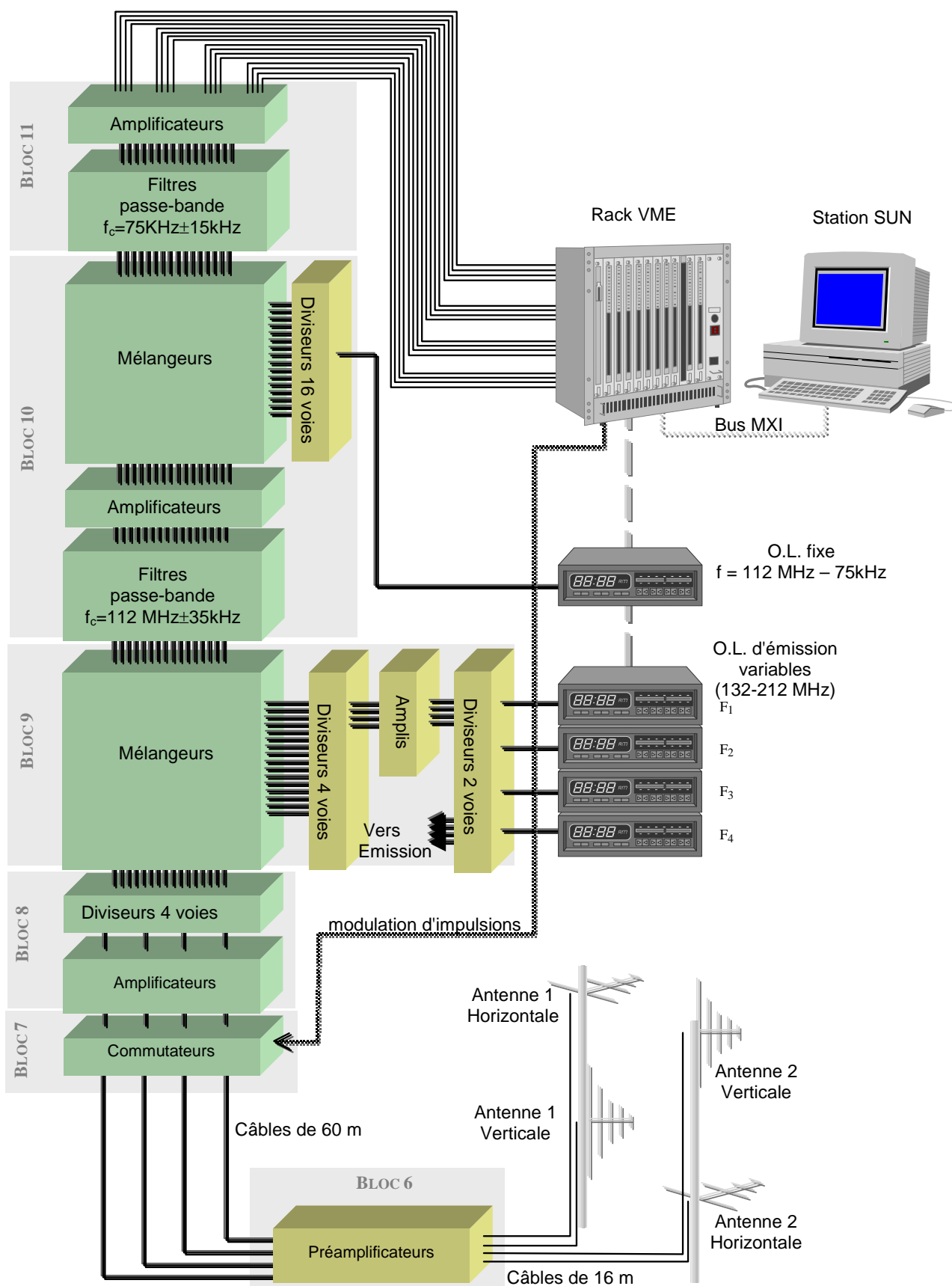


FIG. 2.10 - Structure du système de réception.



En effet, lors de la première version du système, la sensibilité du récepteur fixée à -100 dBm s'est avérée insuffisante. Elle ne permettait pas de détecter correctement les cibles. Celle-ci avait donc provisoirement été ramenée à -140 dBm. Lors de l'allocation de la deuxième tranche du contrat MOSAR, un bloc d'amplificateurs supplémentaire réalisé par la société CHORUS ELECTRONIQUE a été ajouté après les filtres passe-bande de 112 MHz. Celui-ci permet d'obtenir la sensibilité souhaitée de -140 dBm.

La dernière structure modifiée est l'ensemble des filtres passe-bande de fréquence centrale 75 kHz. Leur nombre a été doublé pour tenir compte des 16 voies d'acquisition. Leur largeur de bande est fixée à 30 kHz.

2.2.4. Système informatique

La partie informatique du système MOSAR est celle qui a le plus évolué, principalement en ce qui concerne l'acquisition des données et le pilotage du système. Les notifications postérieures à la définition et la réalisation de la première partie de la maquette, comme la réalisation de la formation de voie numériquement et l'acquisition des données en continu, ont demandé des modifications importantes de l'architecture.

2.2.4.1. Acquisition des données

Les premières acquisitions effectuées en 1995 avec la maquette MOSAR en polarisation horizontale ont été réalisées sur deux voies, correspondant aux deux fréquences d'émission. La formation de faisceaux était effectuée avant l'acquisition des signaux. Les données étaient ensuite transférées directement via la carte processeur vers la station d'accueil, une fois que le nombre d'échantillons maximal était acquis (transfert tous les 4096 échantillons).

Le nombre de voies d'acquisition ayant augmenté, afin de réaliser une acquisition simultanée sur 16 voies, trois autres cartes d'acquisition DATEL DVME614-A2 ont complété le système. Mais, cette acquisition augmentant de façon importante le débit sur le bus, en particulier sur la liaison PC – Rack VME, il est impossible d'acquérir les échantillons en continu avec le système existant. La mémoire RAM de la carte processeur est devenue insuffisante. Pour remédier à ce problème, une carte de mémoire RAM MM6390 de chez MICRO MEMORY INC. de 512 Mo de capacité, a été ajoutée. Celle-ci permet de stocker temporairement les échantillons avant leur transfert et leur stockage dans la station SUN. L'architecture du système d'acquisition est représentée sur figure 2.12.

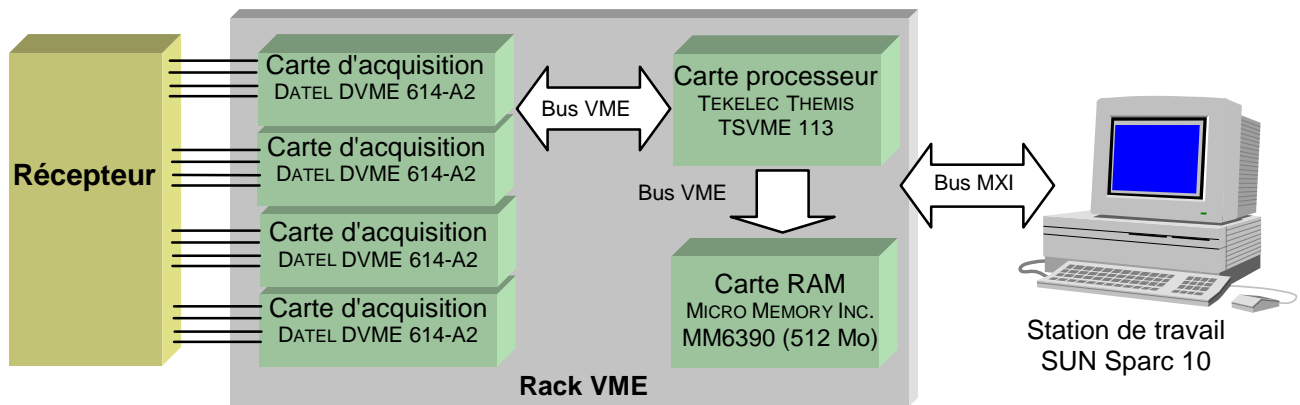


FIG. 2.12 - Architecture du système d'acquisition.

LES 16 VOIES EN SORTIE DU RECEPTEUR SONT RELIEES AUX QUATRE CARTES D'ACQUISITION. CES CARTES SONT COMMANDEES PAR UN MEME TRIGGER EXTERNE, QUI PERMET UNE ACQUISITION SIMULTANEE DES ECHANTILLONS SUR LES 16 VOIES. LA CARTE PROCESSEUR TSVME 113 GERE LE TRANSFERT DES DONNEES DES CARTES D'ACQUISITION VERS LA CARTE MEMOIRE RAM, OU CELLES-CI SONT STOCKEES TEMPORAIREMENT JUSQU'A CE QUE LE NOMBRE D'ECHANTILLONS SOUHAITE SOIT OBTENU. ENSUITE, CES ECHANTILLONS SONT TRANSFERES SUR LE DISQUE DUR DE LA STATION VIA LE BUS MXI QUI LA RELIE AU RACK VME.

Cette configuration de l'acquisition, possède certaines limites qui sont développées dans la section 2.3.2 de ce chapitre, mais elle permet d'acquérir simultanément sur 16 voies les signaux pendant 5 mn 20 s si la fenêtre maximale d'acquisition est considérée. En effet, le temps d'acquisition est égal à :

$$T_{acq} = \frac{A_c}{N_v \cdot N_r \cdot A_d} \cdot T_r \quad (2-1)$$

$$T_{acq_{max}} = \frac{512 \cdot 10^6}{16 \cdot 20 \cdot 2} \cdot 400 \cdot 10^{-6} = 320 \text{ sec}$$

où A_c est la taille de la carte RAM, A_d la taille de la donnée, N_v le nombre de voies d'acquisition, N_r le nombre d'échantillon par récurrence et T_r la période de récurrence. Cela dépasse largement le temps d'observation maximal d'une cible [14].

2.2.4.1. Gestion du système

La gestion du système a été redéfinie pour prendre en compte les modifications liées à l'apport de la polarisation verticale et des changements de fonctionnement de l'acquisition. Les modifications concernent principalement l'interfaçage du radar, qui comprend la saisie et l'envoi des paramètres choisis par l'utilisateur et la synchronisation du radar, c'est-à-dire la mise en forme des signaux de commande des différentes parties du système.

Il est à noter que plusieurs étapes sont nécessaires avant le lancement du radar. Il faut, dans un premier temps, calculer les phases à appliquer aux antennes d'émission, dans le cadre de la formation de voie. Celles-ci sont déterminées à partir de la direction de visée (azimut et élévation) définie par l'utilisateur. Elles sont programmées à l'aide d'un bus parallèle 16 bits accessible depuis la station par une carte d'entrées/sorties parallèles (TEKELEC THEMIS TSVME 405) insérée dans le rack VME. Ensuite, toutes les sources d'émissions doivent être programmées. Les différents synthétiseurs sont accessibles via le bus IEEE 488.2, et leurs valeurs ne pourront être modifiées qu'après l'arrêt de l'acquisition. Enfin, les différents paramètres, comme la polarisation, la largeur de l'impulsion, etc..., sont définis et la procédure d'émission/réception est initialisée.

Un certain nombre de paramètres est laissé au choix de l'utilisateur. Il a la possibilité de définir :

- le nombre et la valeur des fréquences émises,
- la largeur de l'impulsion émise,
- le début et la fin de la fenêtre d'acquisition,
- le temps d'observation de la cible,
- la direction de visée (élévation et azimut),

la polarisation d'émission,
la période de récurrence,
le nombre d'impulsions émises.

Cette saisie est facilitée grâce à l'utilisation d'interfaces graphiques réalisées à l'aide du logiciel Labview et présentées sur les figures 2.13 et 2.14. Deux interfaces ont été définies, une utilisée pour la commande des sources d'émission, l'autre pour la saisie des paramètres et le démarrage du système. Actuellement, l'absence d'un système radar de poursuite auxiliaire (type COTAL), nous oblige à utiliser un mode appelé « veille » qui permet la détection des cibles en appliquant un traitement Doppler en « temps réel » sur un petit nombre d'échantillons (environ 300). Une fois la cible détectée, il est possible de lancer l'acquisition des signaux pendant un temps déterminé par l'utilisateur. Finalement, le pilotage du système est réalisé par une carte de synchronisation développée au laboratoire. Celle-ci permet la commande des amplificateurs de puissance, des commutateurs d'émission et de réception, de la protection des récepteurs, ainsi que le déclenchement des acquisitions à partir des paramètres saisis par l'utilisateur [17].

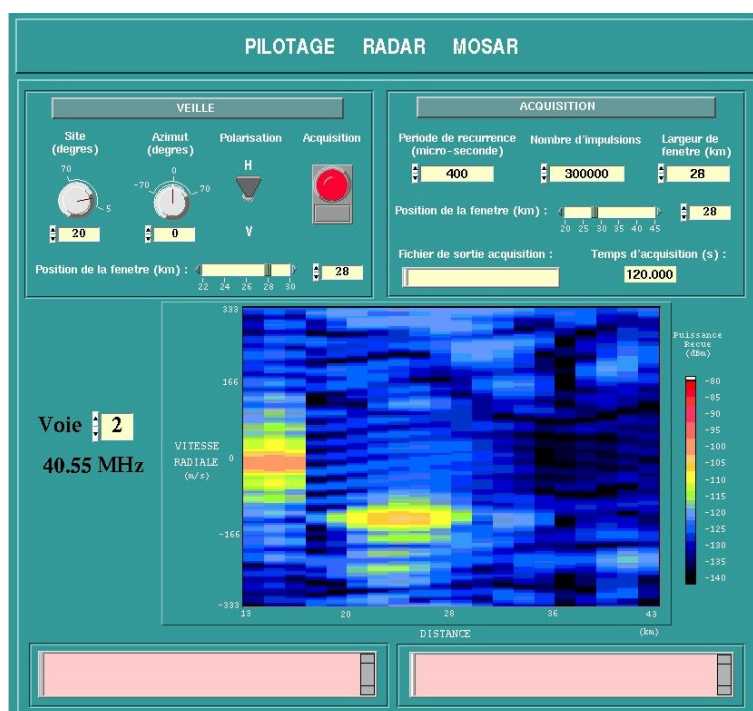


FIG. 2.13 - Interface de la saisie des paramètres et du déclenchement des acquisitions.

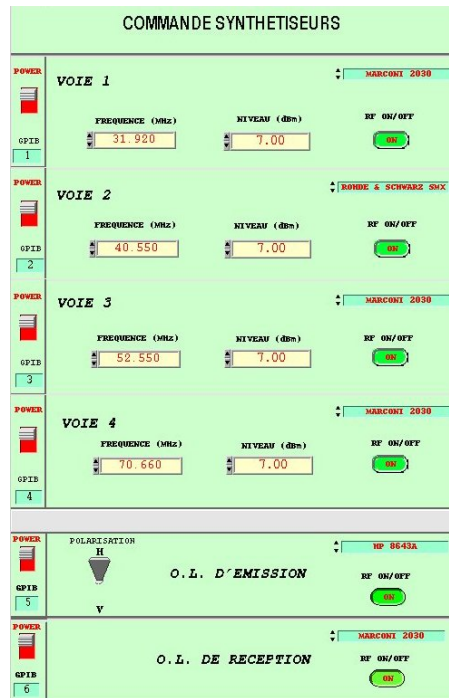


FIG. 2.14 - Interface pilotant les différentes sources de fréquence du système.

2.3. Caractérisation du système

Pour compléter les informations données précédemment, nous allons résumer l'ensemble du système afin de mieux cerner ses possibilités.

2.3.1. Description

Une vue du système de mesure actuel est présentée sur la figure 2.15.



FIG. 2.15 - Système radar MOSAR.

Les possibilités du radar MOSAR étant liées aux performances des systèmes d'émission et de réception, les caractéristiques de ces parties sont résumées dans le tableau suivant :

	Système d'émission	Système de réception
BANDE DE FREQUENCE	28-88 MHz	
POLARISATION	HORIZONTALE OU VERTICALE	HORIZONTALE ET VERTICALE
GAIN DES RESEAUX D'ANTENNES	12 dB \pm 3 dB	
OUVERTURE A -3 dB	ENVIRON 20°	
COUVERTURE ANGULAIRE	élévation : + 5° à +60° AZIMUT : - 60° A + 60°	
TAUX D'ONDES STATIONNAIRES	1,5 \pm 0,5 : 1	
NOMBRE MAXIMAL DE FREQUENCES	4	
PUISSANCE CRETE / MOYENNE	2 kW / 200 W	
GAIN	70 dB \pm 3 dB	100 dB \pm 0,8 dB
DISPERSIONS ENTRE LES SORTIES	amplitude : \pm 1,5 dB PHASE : \pm 0,7°	
LARGEUR D'IMPULSION	20 μ s à 160 μ s (40 μ s NOMINALE)	
PERIODE DE RECURRENCE	20 μ s A 2,56 MS (400 μ s NOM.)	
RAPPORT CYCLIQUE MAXIMAL	10 %	
RAPPORT ON/OFF	ENVIRON 130 dB	
DISTANCE AVEUGLE	6 km	
PORTEE MAXIMALE SANS AMBIGUÏTE	60 KM	
PRODUIT D'INTERMODULATION D'ORDRE 3	à 20 MHz : - 16,8 dB à 50 MHz : - 15,6 dB A 80 MHz : - 17,9 dB	à 30 MHz : - 47,5 dB à 60 MHz : - 46 dB A 90 MHz : - 44,8 dB
SENSIBILITE		- 140 DBM
DYNAMIQUE		70 dB
DYNAMIQUE DE SORTIE		\pm 10 V
FACTEUR DE BRUIT		7 dB
RETARD DE GROUPE		50 μ s
Linéarité en phase		11° / KHz
FREQUENCE F.I.		112 MHz
BANDE PASSANTE F.I.		70 KHz
FREQUENCE DE SORTIE		75 KHz
BANDE PASSANTE DE SORTIE		30 KHz
REJECTION DE LA FREQUENCE IMAGE		> 100 dB

TAB. 2.2 - Caractéristiques des systèmes d'émission et de réception du radar MOSAR.

Les caractéristiques du système d'émission sont identiques à la version précédente avec en plus, la possibilité de commuter la polarisation. En ce qui concerne le système de réception, les modifications ont été plus importantes, avec en particulier la modification de la sensibilité, du gain, etc....

Enfin la dernière partie importante du système concerne l'acquisition. Ses possibilités sont liées aux cartes d'acquisitions et au système informatique. Les paramètres qui la caractérise sont les suivants :

- fréquence d'échantillonnage de 100 kHz par voie d'acquisition,
- résolution de 12 bits, soit une dynamique théorique de 72,24 dB,
- 16 voies d'acquisition simultanée,
- temps maximal d'acquisition de 5 mn 20 s.

Actuellement, le système peut donc émettre 4 fréquences simultanément en polarisation horizontale ou verticale et recevoir ces 4 fréquences dans les deux polarisations. La largeur nominale de l'impulsion émise est de 40 μ s avec une période de récurrence nominale de 400 μ s. La puissance crête émise par polarisation est de 2 kW. Les signaux sont acquis simultanément sur les deux polarisations pendant un temps maximal de 5 mn 20 s. La plage distance maximale d'acquisition est de 30 km comprise entre 6 et 60 km.

2.3.2. Limitations et potentiels

Les principales limitations du système sont liées à l'informatique. On a vu que la formation de faisceaux à la réception par déphaseurs, a été abandonnée, ce qui augmente le nombre de voies d'acquisition. Ceci a pour conséquence directe d'augmenter les taux de transfert sur les bus. Dès lors, on se retrouve confronté à trois problèmes :

- limitation du temps d'acquisition continue,
- interruption du système pour le transfert des données vers la station,
- limitation de la largeur de la fenêtre d'acquisition.

Pour faire de l'acquisition continue, la première idée a été de transférer les données acquises directement vers la station, mais le taux de transfert minimum qu'il fallait était de l'ordre de 1,6 Méch/s. Celui-ci étant trop élevé, une carte de mémoire RAM a été introduite pour stocker les échantillons, mais celle-ci limite alors le temps d'acquisition continue et demande l'interruption du système pour transférer les échantillons de la carte RAM vers la station.

Enfin, la carte processeur du rack VME, contient un microprocesseur 68030 cadencé à 33 MHz. Il est à noter que le déplacement d'un échantillon de la mémoire d'une carte d'acquisition vers la carte RAM nécessite 30 coups d'horloge. Ceci limite alors le transfert des échantillons à 1 Méch/s. Si on voulait acquérir sur les 60 km à 100 kHz par voie, il faudrait un taux de transfert de 1,6 Méch/s. La limitation à 1 Méch/s nous oblige à restreindre la largeur de la fenêtre d'acquisition.

Aussi, cette largeur maximale est de l'ordre de 30 km, c'est-à-dire 20 échantillons par voie pour une récurrence. Pour cette fenêtre, le temps maximal d'acquisition continue est de 5 mn 20 s. Il peut être augmenté si on diminue la fenêtre d'acquisition. L'interruption du système nécessaire au transfert et au stockage des échantillons, lorsque la carte RAM est entièrement remplie, est de l'ordre de 6 minutes.

Il est à noter que la solution à ces problèmes, aurait été d'intégrer la station de travail dans le rack VME, mais le coût de revient trop élevé de cette opération, n'a pas permis sa réalisation.

Une autre limitation concerne l'impossibilité de réaliser de l'entrelacement de polarisation à l'émission. D'une part, les temps de commutation des relais électromécaniques (typiquement 20 ms) sont trop lents, et nécessiterait un arrêt temporaire du système pour leur permettre de commuter et de changer la polarisation d'émission, et d'autre part, la durée de vie des relais ne permettra pas de commuter longtemps sur les deux polarisations. Pour exemple, si l'on considère des acquisitions effectuées sur le temps maximal (5 mn 20 s), leur durée de vie ne permettra de réaliser qu'une soixantaine de fichiers.

2.4. Conclusion

L'ensemble du système a été décrit de façon succincte, beaucoup d'éléments des différentes parties le composant ayant déjà été introduits dans la thèse de C. Brousseau. Les améliorations apportées ainsi que les caractéristiques de la maquette ont été préférentiellement détaillées afin de mettre en avant les possibilités du système. Actuellement, les fonctionnalités notifiées dans le cahier des charges sont réalisables, avec quand même les restrictions sur la commutation des polarisations.

Chapitre 3

Détermination expérimentale de la SER

L'implantation sur le site de Monterfil du système MOSAR s'est déroulée au printemps 1997. La première campagne de mesures a alors été effectuée de septembre à décembre 1997. Elle a permis de tester le bon fonctionnement du système et d'obtenir les premières mesures sur des cibles [23][24]. Une seconde campagne complémentaire a ensuite été réalisée de septembre à octobre 1998.

A travers ce chapitre, nous présentons les résultats de ces campagnes, en étudiant particulièrement la cohérence des signaux et la reproductibilité des mesures afin de conclure sur les capacités du système MOSAR. Avant d'introduire les campagnes de mesures, les traitements appliqués aux données recueillies sont décrits.

3.1. Traitement des signaux et extraction des paramètres

3.1.1. Formation de voie

Comme il a été vu lors de la présentation du système, pour améliorer le diagramme de rayonnement des antennes au-dessus du sol, et par conséquent la détection des cibles, plusieurs antennes ont été utilisées à l'émission et à la réception. Il est possible alors, de réaliser de la formation de voie. Concernant le réseau d'émission, celle-ci est réalisée électroniquement, mais pour le réseau de réception il est nécessaire de l'effectuer par traitement informatique. La formation de voie a déjà été décrite dans les travaux précédents [14][17], nous allons donc en rappeler brièvement le principe.

Afin de maximiser le gain du réseau, les signaux issus de chaque antenne sont remis en phase. La position spatiale des antennes étant différente, la phase des signaux est ramenée en un point de référence, choisi au centre des réseaux d'émission et de réception à la hauteur de l'antenne la plus basse (4,5 m).

Le terme de phase à appliquer possède plusieurs composantes (figure 3.1) :

- une composante liée aux différentes hauteurs des antennes,
- une composante liée à la délocalisation au sol des antennes,
- une composante induite par la réflexion sur le sol.

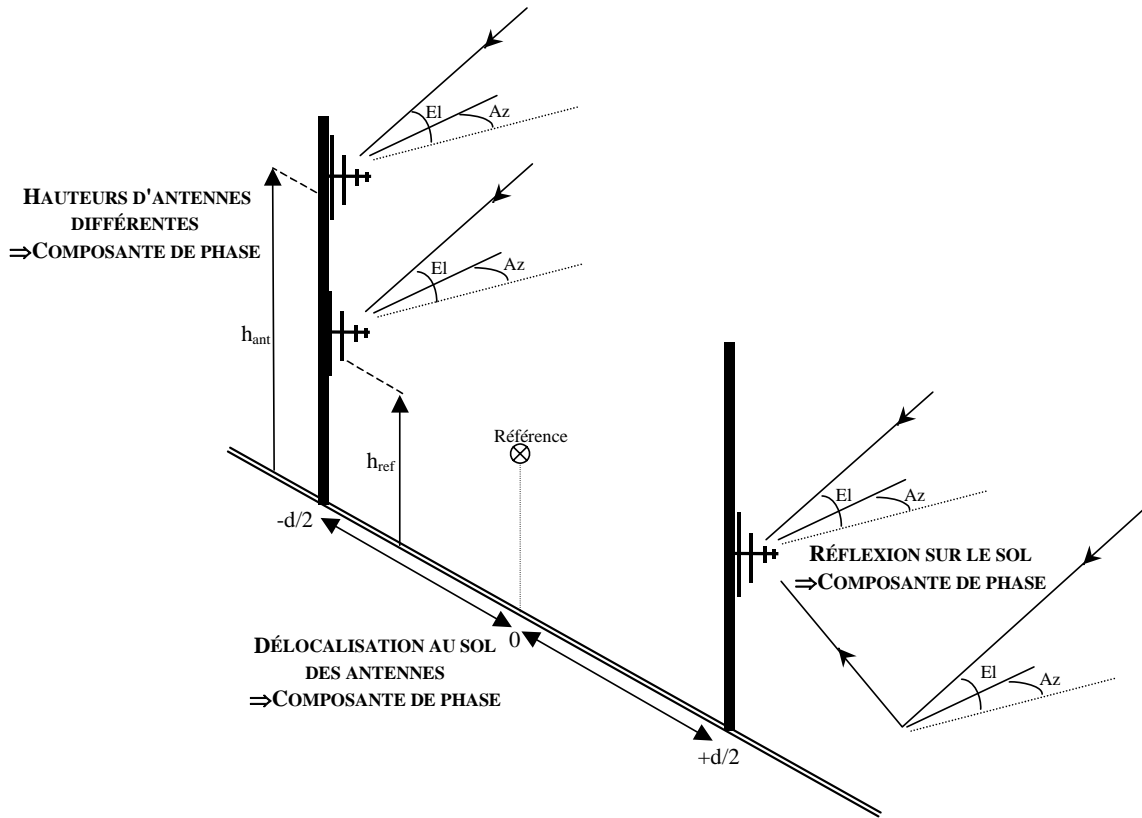


FIG. 3.1 - Différentes corrections de phase à apporter pour la formation de voies.

Considérons l'influence de la hauteur des antennes, il faut l'interpréter par rapport à la hauteur du point de référence défini, h_{ref} . Dès lors, pour une antenne i située à la hauteur h_i , on peut écrire le terme de phase χ_i correspondant à la différence de hauteur :

$$\chi_i = \frac{2\pi}{\lambda} (h_i - h_{ref}) \cdot \sin(E_l) \quad (3-1)$$

où E_l correspond à l'angle de site et λ à la longueur d'onde émise. Il faut tenir compte ensuite du déphasage entre le rayon direct et le rayon réfléchi par le sol. Ce déphasage peut être exprimé en utilisant les coefficients de réflexion sur le sol, calculés à partir des équations de Fresnel, en fonction de la polarisation émise. Toujours dans le cas d'une antenne i située à une hauteur h_i , il est égal à :

$$\alpha_i = \arg\left(1 + R(E_l) e^{-j \frac{4\pi h_i}{\lambda} \sin(E_l)}\right) \quad (3-2)$$

Le terme $R(E_l)$ correspond au coefficient de réflexion de Fresnel. Il dépend, entre autre, de la polarisation utilisée. Enfin, il reste à apporter une correction de phase due à la délocalisation au sol des antennes. Les antennes étant situées sur des mâts différents, il faut compenser ce décalage par rapport au point de référence. Le déphasage géométrique auquel il correspond est fonction du site E_l et du gisement A_z de l'onde incidente et peut être exprimé de la manière suivante :

$$\gamma_i = \frac{\pi}{\lambda} d_i \cos(E_l) \sin(A_z) \quad (3-3)$$

où d_i est la distance au sol séparant l'antenne du point de référence. Le signe de γ_i dépend de la position de l'antenne. Il sera compté positivement pour les antennes à l'est du point de référence (cas des antennes de réception), et négativement dans le cas contraire.

C'est l'ensemble de ces termes qui est pris en compte lors de la formation de faisceaux. Aussi, si on considère le cas d'une antenne de réception i , placée à une distance d_i du point de référence et à une hauteur h_i , le déphasage total à apporter au signal reçu est égal à :

$$\varphi_i = \gamma_i + \alpha_i + \chi_i \quad (3-4)$$

Si on exprime le signal reçu sur l'antenne i :

$$S_i = A_i e^{j\theta_i} \quad (3-5)$$

La correction de phase apportée, le signal traité est égal à :

$$\hat{S}_i = A_i e^{j(\theta_i - \phi_i)} \quad (3-6)$$

Il est à noter que la seule différence de correction de phase entre les antennes du réseau d'émission et du réseau de réception, est la prise en compte du terme γ_i dans ϕ_i avec un signe négatif.

3.1.2. Analyse spectrale

Lors des premières campagnes de mesures en octobre et novembre 1994, pour la mise en place du système, des algorithmes d'analyse spectrale haute résolution (HR) comme Burg ou Marple [25][26] avaient été développés. Le comportement des cibles dans la bande de fréquence 20-80 MHz était mal connu et l'on avait alors aucune idée du temps sur lequel les signaux pourraient être intégrés. Les études réalisées sur la cohérence des signaux et présentées ultérieurement ont montré que ces algorithmes ne sont pas indispensables dans notre cas, car les temps d'intégration peuvent être relativement longs.

Aussi, l'analyse qui est réalisée sur les signaux se simplifie (figure 3.2). La première opération effectuée sur ces signaux est le filtrage de Hilbert. Ce traitement largement décrit [14][27] permet d'obtenir les signaux complexes associés aux signaux reçus par les antennes. Il limite ainsi le nombre de voies d'acquisition nécessaires à l'obtention de tels signaux. Il est alors possible d'appliquer la formation de voie pour combiner les signaux issus des antennes de même polarisation.

L'analyse HR étant abandonnée, le traitement appliqué pour obtenir le signal dans le domaine fréquentiel est une transformée de Fourier discrète (TFD). Cependant, le signal est observé sur une durée limitée T , car l'analyse sur une durée infinie est impossible. La TFD est donc le produit de convolution du spectre du signal par le spectre de la fenêtre rectangulaire d'analyse. Cela se traduit par l'apparition de lobes secondaires.

Pour réduire ces lobes, il est possible de remplacer la fenêtre rectangulaire par une autre fenêtre de pondération. Ces fenêtres, pour la plupart, diminuent le niveau des lobes secondaires, mais aussi la résolution fréquentielle car elles élargissent le lobe principal. Dans notre cas, un fenêtrage de Hamming est utilisé pour apodiser les échantillons, car il présente le meilleur compromis.

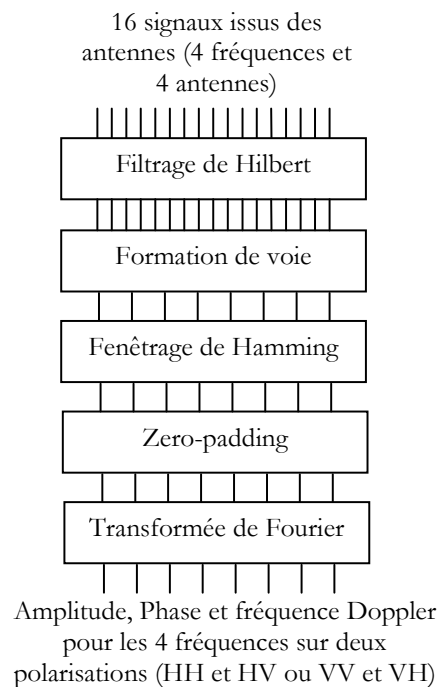


FIG. 3.2 - Chaîne de traitement des signaux acquis par le système MOSAR.

Enfin, le faible nombre de points sur lequel est effectuée la transformée de Fourier donne une mauvaise représentation du spectre estimé. Le nombre de points peut être accru artificiellement au moyen d'une technique de zero-padding. La densité spectrale de puissance est alors évaluée sur un nombre plus important de fréquences. L'application de zero-padding n'augmente en rien la résolution fréquentielle du spectre, il interpole seulement les valeurs du spectre mesuré. La résolution fréquentielle est déterminée par le nombre de points de mesure.

On détermine ainsi le spectre pour toutes les cases distances de la fenêtre d'analyse, ce qui permet de localiser la cible en distance (avec une résolution en distance correspondant à la largeur de l'impulsion émise, soit 6 km) et en fréquence Doppler. Les valeurs en amplitude et en phase correspondant à la cible sont alors extraites.

Il est à noter que la résolution en Doppler est déterminée par le nombre d'impulsions traitées. La fréquence de récurrence étant de 2,5 kHz, la résolution est égale à cette fréquence divisée par le nombre d'impulsions.

3.2. Description des expérimentations

3.2.1. Station expérimentale de Monterfil

Le système MOSAR est installé à Monterfil (longitude : $2^{\circ}01' W$, latitude : $47^{\circ}59' N$) point haut de la région (90 m au-dessus du niveau de la mer). Cette base expérimentale de l'Université de Rennes 1, est située à une trentaine de kilomètres au sud - ouest de Rennes (figure 3.3).

Un des intérêts de cette station est qu'elle se situe à proximité de couloirs aériens et, en particulier, du couloir UA 25 (figure 3.4) qui relie les villes de Nantes (longitude : $1^{\circ}35' W$, latitude : $47^{\circ}10' N$) et de Dinard (longitude : $2^{\circ}05' W$, latitude : $47^{\circ}10' N$).

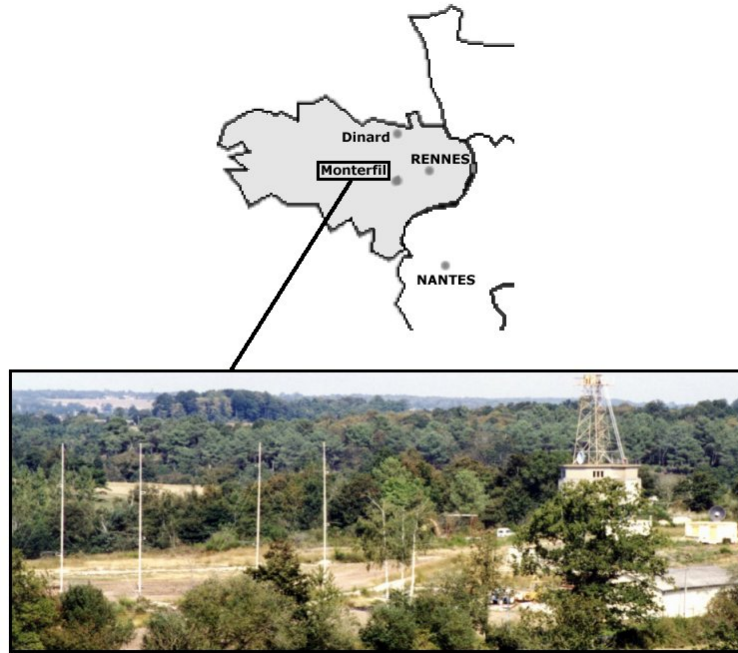


FIG. 3.3 - Implantation et vue des antennes du système MOSAR à Monterfil.

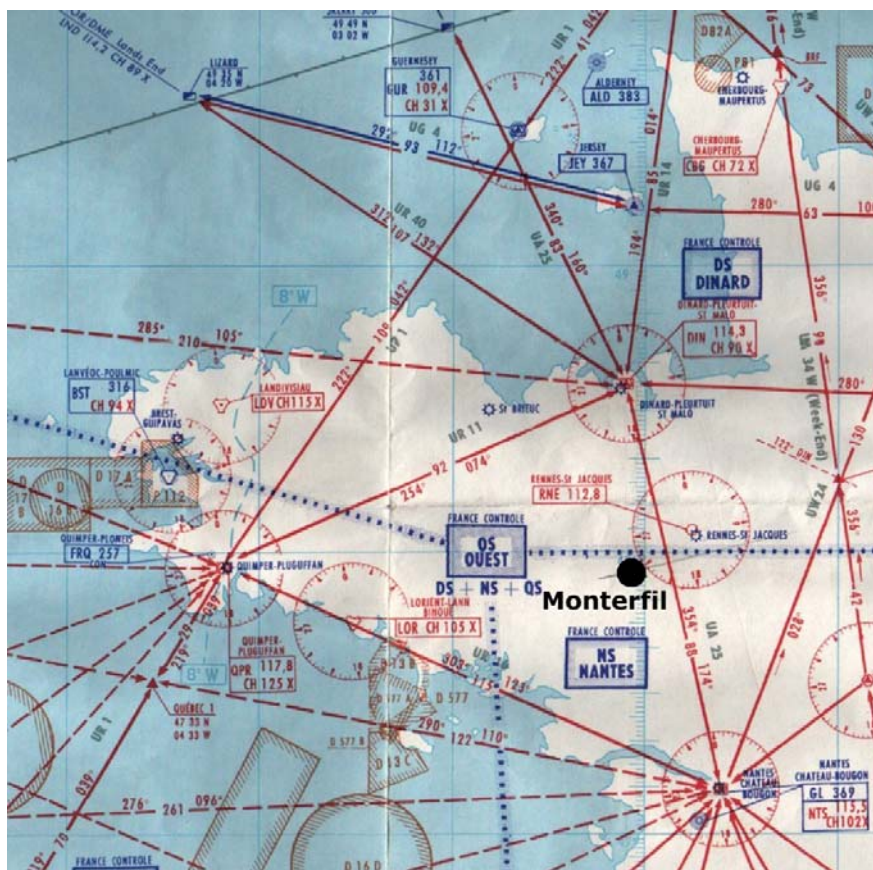


FIG. 3.4 - Couloirs aériens situés à proximité de la station expérimentale de Monterfil.

Le couloir UA 25 est situé sur un axe nord/sud et permet la circulation d'avions situés à des niveaux de vols élevés (aux environs de 10 km d'altitude). Il concerne principalement les avions moyens courriers sur des liaisons internationales. De ce fait, sur la durée d'observation par le système radar de la cible, les avions peuvent être considérés pour la plupart, à une altitude quasiment stationnaire.

3.2.2. Conditions de mesures

Pendant toutes les campagnes, des configurations identiques du système ont été utilisées sur des jours fixes pendant plusieurs semaines, afin d'essayer d'obtenir plusieurs séries de mesures sur les mêmes types d'avions. Plusieurs paramètres ont été définis pour l'ensemble de ces campagnes comme l'élévation et l'azimut de visée, mais aussi les différentes fréquences émises.

En ce qui concerne la direction de visée, le système a été conçu de manière à pouvoir orienter le lobe principal de rayonnement des réseaux d'antennes afin de suivre les cibles détectées. Leur position doit être communiquée au système par l'intermédiaire d'un radar de poursuite COTAL (Commandement de Tir pour l'Artillerie Légère). Ce radar est capable de localiser la cible à 150 m près. Cependant, la liaison n'étant pas disponible lors des campagnes de mesures, la direction de visée a été fixée à 20° d'élévation et 0° d'azimut. Cela permet de sonder un volume spatial maximum dans la gamme distance d'observation du système.

Les figures 3.5 et 3.6 présentent les diagrammes de rayonnement simulés en élévation et en azimut pour les fréquences émises dans les deux polarisations. Elles montrent des creux autour des azimut +15° et -15°. Ce phénomène est d'autant plus important que la fréquence augmente. Il risque d'être préjudiciable à la détection des cibles lorsque celles-ci auront une trajectoire trop éloignée de l'axe du radar.

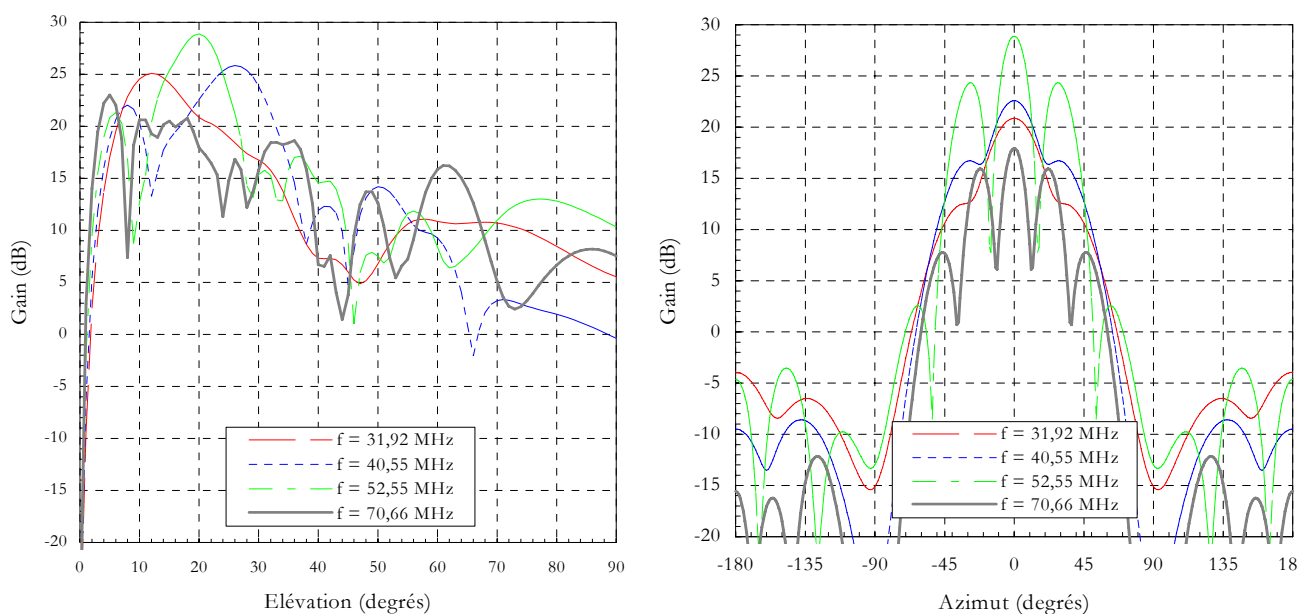


FIG. 3.5 - Diagrammes de rayonnement simulés des réseaux d'émission/réception pour une direction de visée fixée (élévation 20° , azimut 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur, pour les fréquences émises en polarisation horizontale.

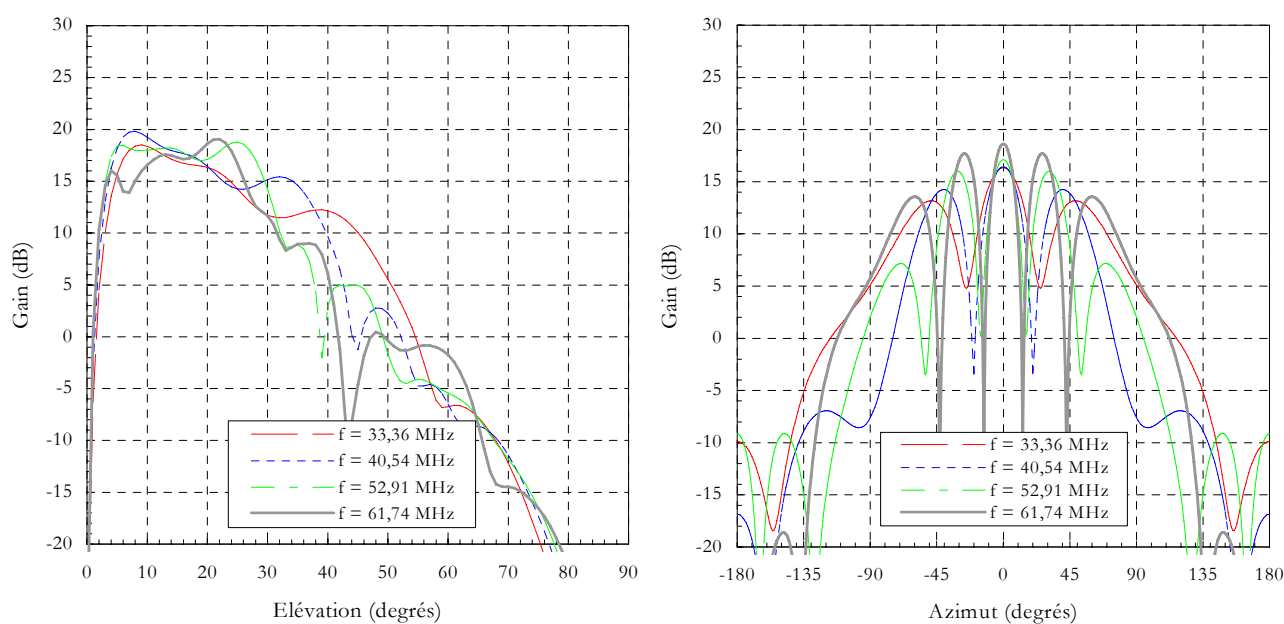
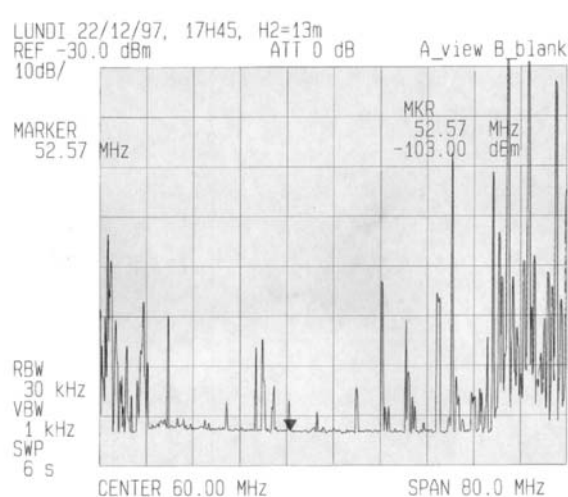


FIG. 3.6 - Diagrammes de rayonnement simulés des réseaux d'émission/réception pour une direction de visée fixée (élévation 20° , azimut 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur, pour les fréquences émises en polarisation verticale.

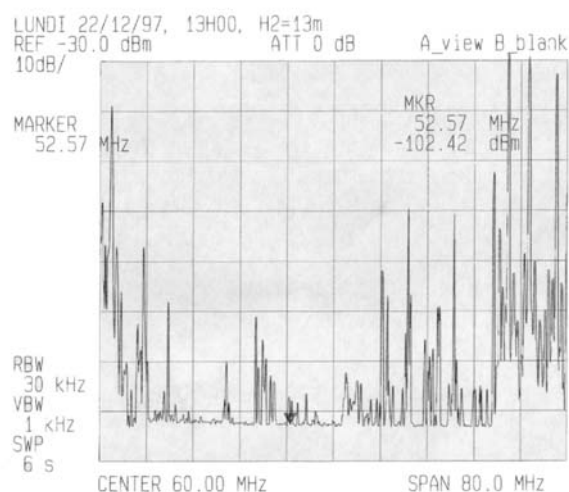
Pour le choix des fréquences d'émission, plusieurs critères sont pris en compte : l'encombrement spectral ainsi que l'objectif des campagnes de mesures.

Les figures 3.7 et 3.8 présentent des mesures de spectre dans la bande 20-100 MHz effectuées dans différentes polarisations et à plusieurs heures de la journée. Elles mettent en évidence un encombrement spectral important, particulièrement en polarisation verticale. Il est à noter que dans cette bande de fréquence, on retrouve des fréquences allouées pour des services comme les sapeurs-pompiers ou la police (68-88 MHz). La première précaution que nous

avons prise a été d'essayer de trouver des plages relativement libres afin d'éviter de perturber ces services et d'être perturbé par des émissions parasites.

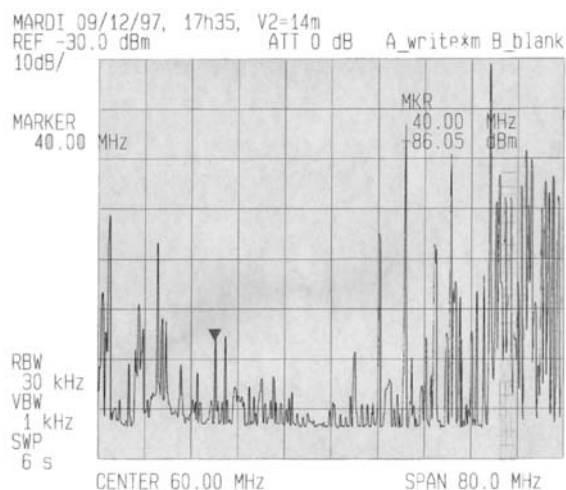


A) Lundi 22/12/97 à 17h45, polarisation horizontale.

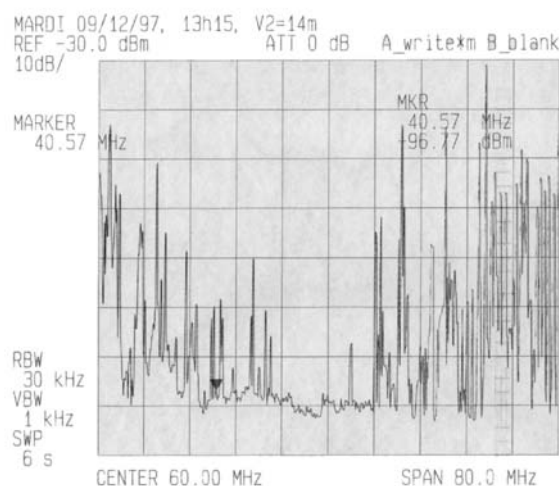


B) Lundi 22/12/97 à 13h00, polarisation horizontale.

FIG. 3.7 - Occupation spectrale entre 20 et 100 MHz pour la polarisation horizontale le lundi 22 décembre 1997.



C) Mardi 9/12/97 à 17h35, polarisation verticale.



D) Mardi 9/12/97 à 13h15, polarisation verticale.

FIG. 3.8 - Occupation spectrale entre 20 et 100 MHz pour la polarisation verticale le mardi 9 décembre 1997.

Le deuxième critère important, pour le choix des fréquences, est défini par les objectifs des campagnes de mesures. A travers les données recueillies nous avons voulu étudier, dans un premier temps, la cohérence des signaux ainsi que la reproductibilité des mesures. Pour l'étude de la cohérence, les campagnes étant longues et fastidieuses car elles demandent d'observer le même avion avec un écartement entre les fréquences émises variable, nous avons utilisé des fréquences nous permettant une détection maximale des cibles (autour de 40 MHz). Dans le cas de l'étude de la SER, il fallait pouvoir observer des avions de modèle identique, passant au même endroit, avec les mêmes fréquences. Nous avons donc choisi des fréquences réparties dans le spectre que nous avons conservées pendant toutes les campagnes.

L'ensemble de ces arguments nous a permis de choisir quatre fréquences d'émission pour la polarisation horizontale et pour la polarisation verticale (tableau 3.1). L'occupation spectrale n'étant pas identique dans les deux polarisations, les fréquences sont légèrement différentes.

f_1	f_2	f_3	f_4
-------	-------	-------	-------

Polarisation Horizontale	31,92 MHz	40,55 MHz	52,55 MHz	65,66 MHz ou 70,66 MHz
Polarisation Verticale	33,36 MHz	40,54 MHz	52,91 MHz	61,74 MHz

TAB. 3.1 - Fréquences émises lors des campagnes de mesures.

Le traitement sur les données est réalisé a posteriori. Les informations sur les avions ayant circulé dans le couloir aérien au moment des campagnes de mesures sont récupérées auprès du Service de Contrôle du Trafic Aérien (SCTA). Celui-ci nous transmet plusieurs renseignements qui sont (tableau 3.2) :

- l'indicatif d'appel de l'appareil (les trois premières lettres sont le code de la compagnie),
- le type de l'avion,
- l'heure TU de passage au dessus de la première balise rencontrée (Nantes pour une direction Sud/Nord et Dinard dans l'autre cas),
- le niveau de vol de croisière demandé (en centaines de pieds). Ce niveau ne correspond pas au niveau de vol réel, mais reste généralement proche de celui-ci.
- les codes des aéroports de départ et d'arrivée (EG : Grande Bretagne, LF : France, etc...).

VOLS DE DINARD (DIN) VERS NANTES (NTS)					
JOURNEE DU 08/12/97 (de 06h00 à 17h00 UTC)					
Indicatif	Type avion	Tdep	Tarr	H (UTC) sur DIN	RFL
AIH609	A320	EGFF	GCLP	07h24	330
GBL91G	B73B	EGKK	LEMG	08h16	330
JCB1	F2TH	EGNX	LEZL	08h21	410

TAB. 3.2 - Liste des vols entre Dinard et Nantes le 8/12/97 – Extrait des données SCTA.

Une dernière remarque peut être faite sur l'estimation de la SER déduite des mesures. Il est vrai que ne connaissant pas la position exacte de la cible, il est difficile de s'affranchir de tous les paramètres qui interviennent comme, par exemple, la distance et le gain des réseaux d'antennes. Cependant, si on suppose que :

- les phénomènes de propagation n'interviennent que par l'atténuation liée à la distance [14][15],
- les diagrammes des réseaux d'antennes sont connus (les simulations de ces diagrammes pour les fréquences utilisées sont présentées sur les figures 3.5 et 3.6),
- la cible est située dans l'axe du radar (réaliste dans le cas où la vitesse radiale de la cible est proche de la vitesse réelle),

la SER peut être estimée à l'aide de l'équation radar. Les fluctuations de celle-ci ne pourront pas être associées à une trajectoire, mais elles nous donneront un ordre de grandeur.

3.3. Analyse des données

La mise en évidence de signatures de cibles à l'aide du système MOSAR nécessite d'étudier la possibilité de différencier les avions par leur SER mesurée sur plusieurs fréquences. Cependant, il est utile, dans un premier temps, d'étudier la cohérence des signaux et en particulier les temps d'intégration applicables aux signaux acquis. Ceci afin d'optimiser l'estimation des paramètres à extraire. Ensuite, la possibilité de discrimination de cible par leur SER est étudiée.

3.3.1. Estimation de la cohérence des signaux

L'information apportée par l'acquisition de signaux cohérents est souvent plus importante que pour des signaux non cohérents. Généralement, les traitements appliqués sur de tels signaux sont plus performants. Deux approches sont envisageables, une étude temporelle et une étude fréquentielle. L'évolution temporelle du signal, renseigne sur sa forme et permet d'estimer la stationnarité de la cible. Cela permet, entre autre, d'évaluer le temps d'intégration cohérente du signal. La détermination de la bande de cohérence, quant à elle, permet de connaître le comportement fréquentiel du signal. Ces deux études apportent des informations supplémentaires sur les possibilités et les limites liées au système et à la bande de fréquence.

3.3.1.1. Étude temporelle du signal

3.3.1.1.1 Notion de case distance

Il a été vu précédemment que le système MOSAR permet une acquisition simultanée du signal sur 16 voies. Les signaux correspondent aux acquisitions des quatre fréquences émises, sur les quatre antennes de réception. Si on rappelle brièvement ses caractéristiques :

- le système émet une impulsion de 40 μ s avec un rapport cyclique de 10 %, soit une impulsion émise toutes les 400 μ s,
- le dernier filtre du récepteur possède une largeur de bande 30 kHz centrée sur 75 kHz,
- la fréquence d'échantillonnage des signaux est de 100 kHz.

Un échantillon du signal est alors acquis toutes les 10 μ s, c'est-à-dire que l'échantillonnage du signal en distance est de 1,5 km.

3.3.1.1.2 Temps d'observation de la cible

Le système effectue une acquisition continue du signal sur une durée maximale de 5 mn 20 s. Si on considère seulement une case distance, c'est-à-dire une observation « cohérente » de la cible, la durée d'observation est dépendante de la vitesse de cette dernière.

Les antennes du système sont orientées vers le nord géographique, c'est-à-dire quasiment dans l'axe des couloirs aériens situés à proximité du site. Les avions observés dans ces couloirs sont des avions moyen-courriers du type Airbus A320, Boeing 737-200/300, Boeing 727-200, etc.... Ces avions volent à une vitesse de croisière de l'ordre de 900 km/h. La trajectoire de la cible n'est pas connue, mais le système MOSAR permet de mesurer sa fréquence Doppler, ce qui permet de déterminer sa vitesse radiale. La majorité des cibles observées lors des campagnes de mesures ont des vitesses radiales relativement constantes et comprises entre 140 et 200 m/s. On définit alors la durée d'observation minimale et maximale des cibles dans une case distance :

$$t_{\max} = \frac{d}{V_{\text{radiale}_{\min}}} \quad t_{\min} = \frac{d}{V_{\text{radiale}_{\max}}} \quad (3-7)$$

où d est la taille de la case distance.

La durée d'observation de la cible dans une case distance est comprise entre 7,5 et 11 s. Ces temps correspondent à des durées d'observation relativement courtes. Les vitesses radiales des cibles observées sont de l'ordre de 700 km/h, elles sont proches des vitesses de croisières. On peut donc considérer que la majorité des cibles se déplace suivant une trajectoire quasiment parallèle à l'axe d'observation.

3.3.1.1.3 Extraction du signal temporel

Le signal temporel brut, c'est-à-dire tel qu'il est acquis par le système, possède un spectre de largeur 2,5 kHz. En effet, pour une case distance donnée, un échantillon est numérisé toutes les 400 μ s. Afin de déterminer l'évolution temporelle du signal sur la cible, les composantes fréquentielles inutiles sont à éliminer. Connaissant la fréquence Doppler de la cible observée, on filtre seulement les cases Doppler correspondantes. La détermination du signal temporel est alors faite de la manière suivante :

- une correction de phase sur les signaux acquis est appliquée afin de compenser la position spatiale des antennes,
- une transformation de Fourier discrète est effectuée afin de déterminer la fréquence Doppler de la cible,
- un filtrage sélectif est ensuite appliqué sur les cases Doppler contenant la cible,
- le signal temporel est finalement déterminé par une transformation de Fourier inverse.

La cible étudiée est un Mc Donnell Douglas MD81/82 circulant dans la direction Dinard-Nantes, le 24 novembre 1997 à 13h36 TU. La figure 3.9 représente la fréquence Doppler de la cible en fonction de la distance, pour les différentes fréquences émises.

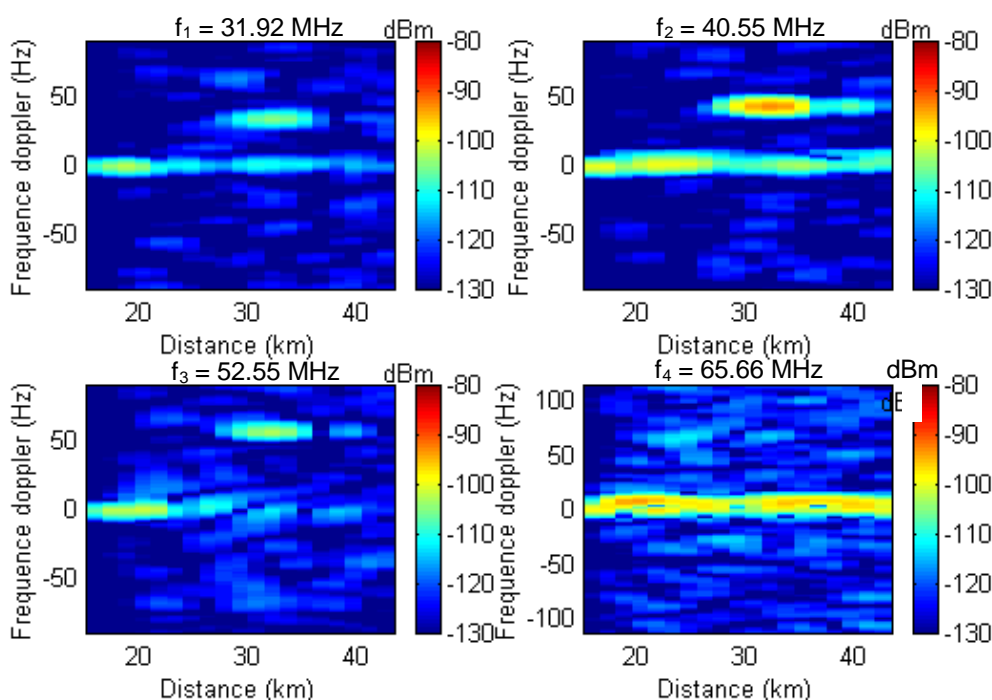


FIG. 3.9 - Acquisition sur un Mc Donnell Douglas MD 81/82 en polarisation horizontale.

La cible est située à une trentaine de kilomètres du radar. Pour la quatrième fréquence, la cible se situe au niveau du bruit. Seuls les signaux temporels pour les trois autres fréquences ont alors été étudiés. La cible est observée sur une durée d'environ trois secondes. La longueur de la séquence est déterminée de telle sorte que la cible reste dans la même case distance et est limitée par la puissance du calculateur. En effet, le nombre de points utilisable pour la transformée de Fourier, limite la durée d'observation.

Il est à noter une composante continue pour la fréquence 65,66 MHz. Cette composante peut être due à des fréquences parasites, mais généralement elle est liée à l'acquisition des signaux. En effet, lorsqu'il y a un déséquilibre de niveau trop important entre les voies d'acquisitions (pas de cibles détectée sur une voie), il apparaît un offset en tension. Ceci se traduit par une raie plus ou moins forte pour une fréquence Doppler nulle.

La figure 3.10 présente les signaux temporels reçus sur le Mc Donnell Douglas MD 81/82. Les signaux acquis sont quasi-monochromatiques. La période de la sinusoïde correspond à la fréquence Doppler de la cible pour la fréquence d'émission considérée. On observe de légères variations de l'amplitude au cours du temps, mais celles-ci sont relativement faibles si le signal est visualisé sur 500 ms (figures de droite).

Plusieurs facteurs sont à l'origine de ces fluctuations. D'une part, le traitement effectué pour obtenir le signal temporel introduit des erreurs d'estimation de ce signal. En effectuant du zero-padding, les fluctuations sont moindres. D'autre part, ces fluctuations peuvent être dues aux variations de la SER. En effet, durant le temps d'observation de la cible, cette dernière se déplace. Dès lors, l'angle d'observation de la cible varie et introduit des fluctuations de la SER. Ce paramètre est estimé dans les paragraphes suivants.

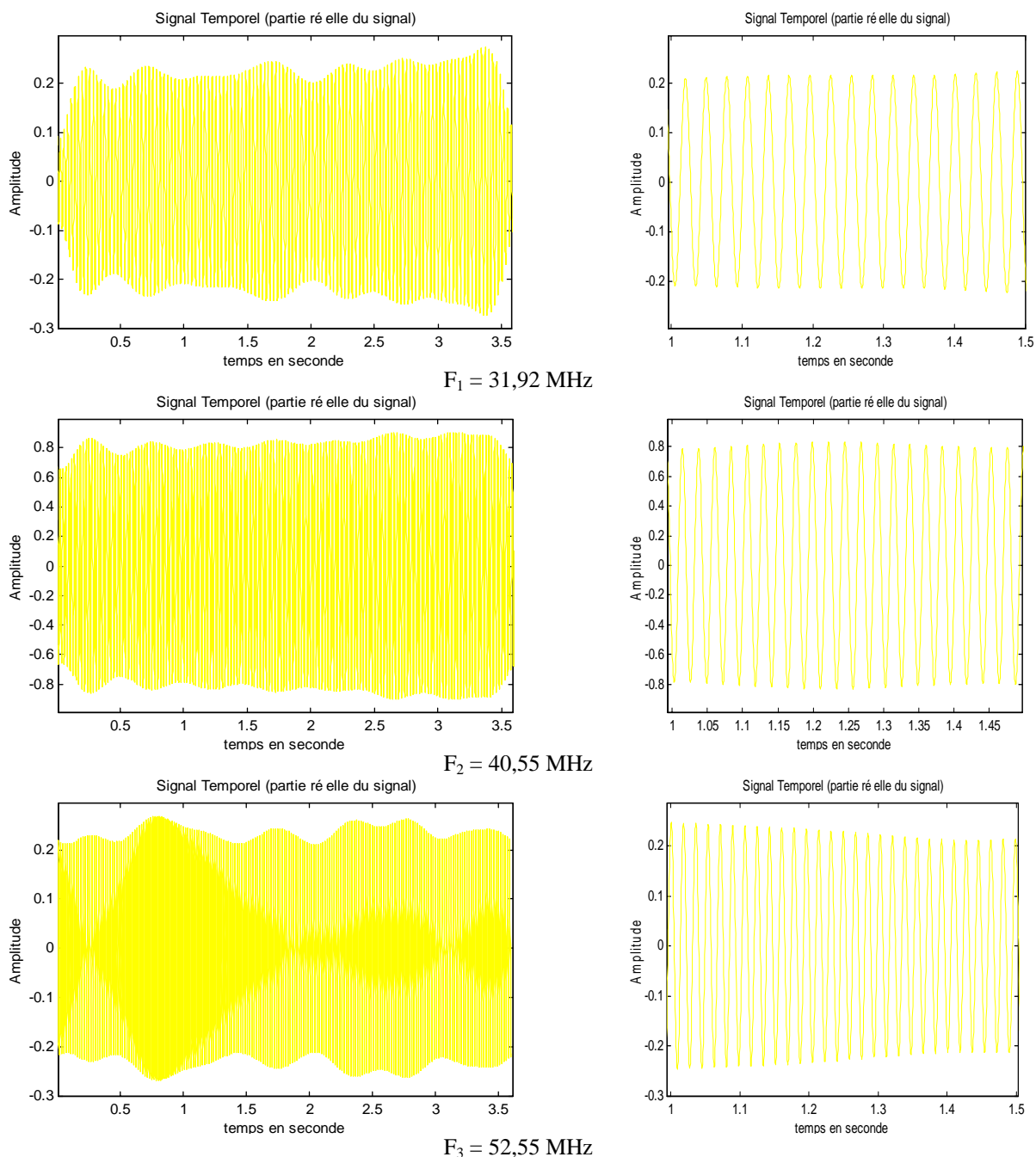


FIG. 3.10 - Signaux temporels acquis sur le Mc Donnell Douglas MD81/82.

3.3.1.1.4 Influence de la variation de l'angle d'observation

a) Estimation de la variation angulaire

Un des termes intervenant dans la réponse de la cible est sa SER. Si celle-ci évolue au cours du temps, la réponse de la cible sera modifiée.

Soit une cible de type moyen-courrier possédant les caractéristiques les plus couramment observées lors des campagnes de mesures, c'est-à-dire une vitesse radiale de 180 m/s, située à 10 km d'altitude et circulant dans l'axe du radar.

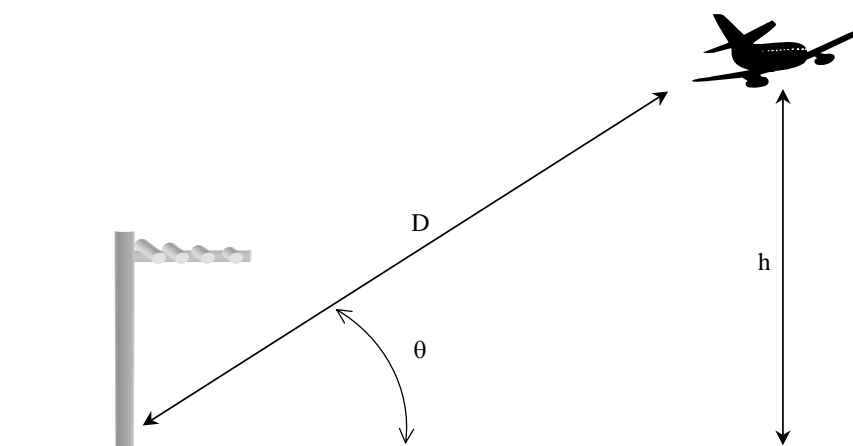
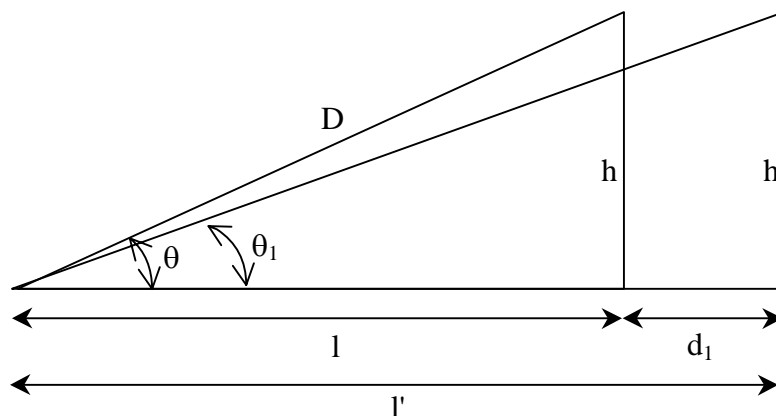


FIG. 3.11 - Position de la cible par rapport au radar.

Si on considère que cette cible se déplace d'une distance d_1 (figure 3.12), on peut définir l'écart angulaire correspondant à ces deux positions, soit :

$$\Delta\theta = \theta - \theta_1 = \arcsin\left(\frac{h}{D}\right) - \arctan\left(\frac{h}{D \cdot \cos(\theta) + d_1}\right) \quad \text{avec} \quad d_1 = V_r \cdot T_r \cdot N \quad (3-8)$$

où V_r est la vitesse radiale, T_r , la période de récurrence et N , le nombre d'impulsions émises.

FIG. 3.12 - Déplacement de la cible d'une distance d_1 .

Deux situations sont considérées : une cible située dans une case distance à 35 km du radar et une cible située à 20 km. La variation angulaire est étudiée en fonction du nombre d'impulsions.

Si la cible est située à 35 km du radar, l'écart angulaire pour un nombre d'impulsions émises égal à :

- $\Delta\theta = 0,02^\circ$, pour 500 impulsions émises,
- $\Delta\theta = 0,06^\circ$, pour 2000 impulsions émises,
- $\Delta\theta = 0,63^\circ$, dans le cas où la case distance est couverte entièrement.

Les variations angulaires sont relativement faibles. La variation de la SER sera donc peu influente lors de la traversée d'une case distance. Notre connaissance de la variation ne nous permet pas de connaître les fluctuations pour de tels écarts mais les variations sur 1° nous permettent d'envisager cette hypothèse.

Si la cible est cette fois-ci à 20 km du radar, les écarts angulaires sont alors de :

- $\Delta\theta = 0,05^\circ$, pour 500 impulsions émises,
- $\Delta\theta = 0,21^\circ$, pour 2000 impulsions émises,
- $\Delta\theta = 2,02^\circ$, dans le cas où la case distance est couverte entièrement.

Dans ce cas, l'écart angulaire est plus important. En effet, plus la cible va se rapprocher du radar plus les caractéristiques angulaires d'observation vont varier rapidement. Cependant, elles restent relativement faibles pour un nombre d'impulsions de l'ordre de 2000.

b) Estimation de la variation de la SER

Un modèle numérique du Boeing 747-200 a été développé et sera présenté au chapitre suivant. Celui-ci permet d'estimer la variation de la SER pour un avion situé dans le couloir aérien localisé au-dessus de Monterfil. Si on considère un avion circulant dans le sens Dinard - Nantes, dans l'axe du radar, c'est-à-dire pour un azimuth fixe de zéro degré, il est possible de simuler la réponse de celui-ci. Pour une variation en distance comprise entre 20 et 50 km, le site d'observation de la cible varie de $11,5^\circ$ à 30° et l'avion est observé de face.

Les variations de la SER pour un avion circulant dans ces conditions sont représentées sur la figure 3.13. Ces variations sont simulées pour plusieurs fréquences, c'est-à-dire 30, 40 et 52 MHz. Pour les trois fréquences, on observe une variation relativement lente de la SER. Aux vues des calculs précédents, les variations angulaires sur une case distance sont très faibles de l'ordre de quelques degrés au maximum. Si 2° de variation sont considérés, le seul cas où ces variations interviendront, sera pour des angles autour de 16° pour la fréquence de 52 MHz.

Il est alors possible de trouver des signaux avec des fluctuations d'amplitude plus importantes que ceux présentés, mais il faut quand même observer ces signaux sur des temps relativement longs afin d'obtenir des changements de site importants. Ces signaux peuvent être considérés comme relativement stationnaires pour des cibles très éloignées du radar.

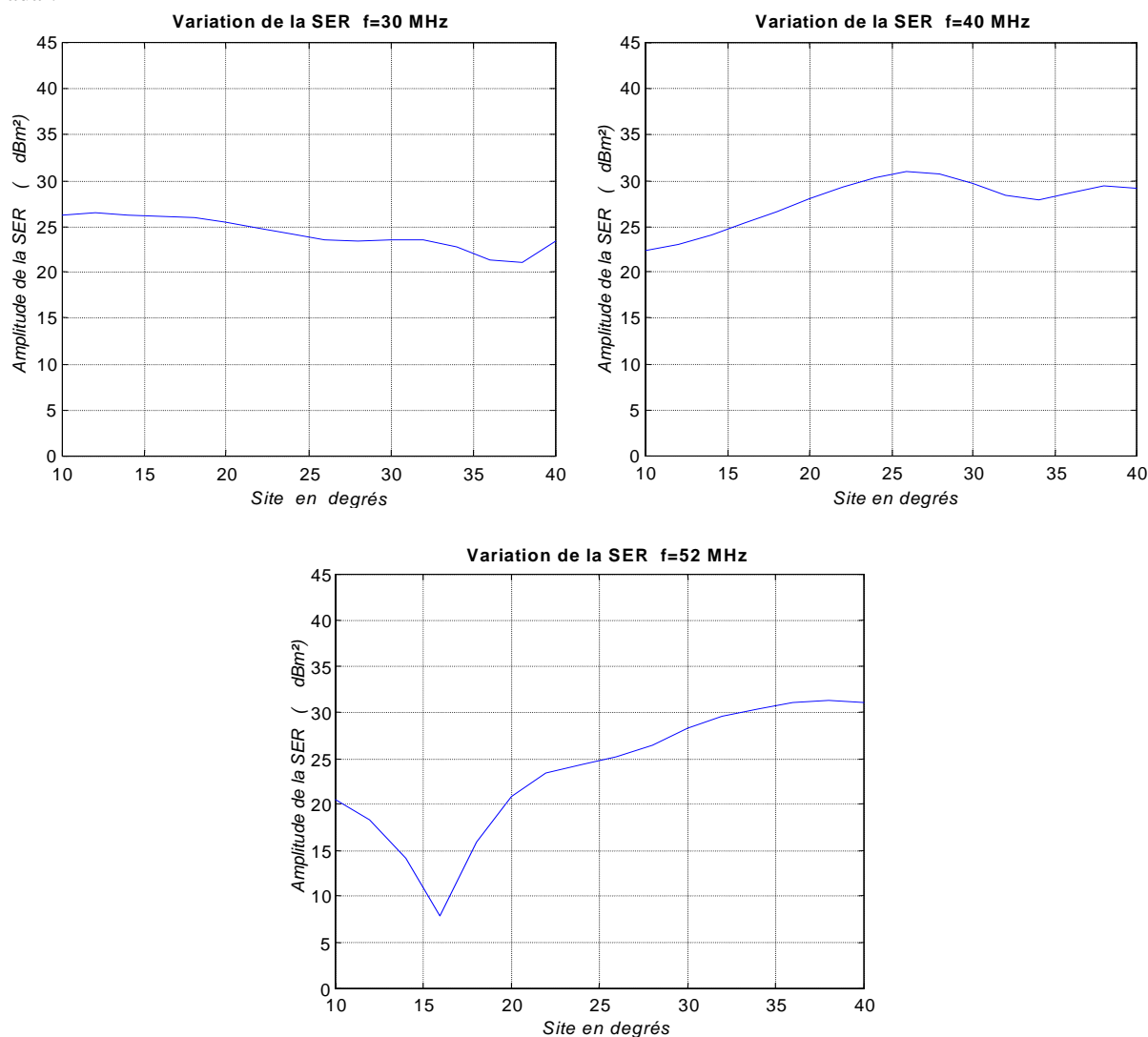


FIG. 3.13 - Variations de la SER simulées en fonction du site d'observation, en polarisation horizontale, pour un Boeing 747-200 aux fréquences 30, 40 et 52 MHz.

3.3.1.1.5 Temps d'intégration

Afin de pouvoir observer les cibles à l'aide du système MOSAR, il est nécessaire d'intégrer les signaux pour faire ressortir les cibles du bruit [14]. Il est donc utile d'estimer l'ordre de grandeur des

durées d'intégration utilisables. Un des facteurs les plus importants pouvant mettre la stationnarité de la cible en défaut, est que la SER varie de façon importante durant le temps d'intégration.

La largeur du couloir aérien étant relativement grande, cette situation peut être observée, notamment pour des trajets où l'azimut varie. Mais ces fluctuations seront conséquentes sur de longues intégrations, c'est-à-dire plusieurs milliers d'impulsions. En effet, nous avons vu que lorsque l'intégration est réalisée sur un nombre restreint d'impulsions (≤ 500), les variations angulaires d'observation sont très faibles ainsi que les variations de la SER.

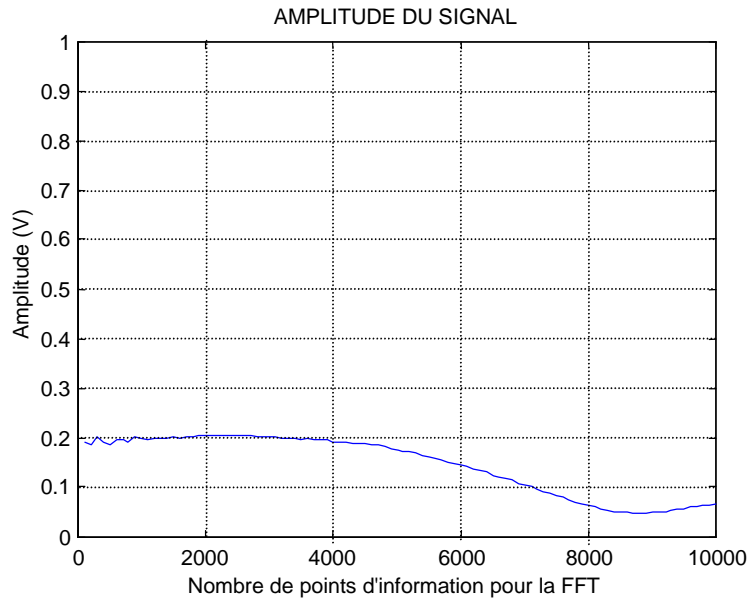


FIG. 3.14 - Variation de l'amplitude du signal en fonction du nombre d'impulsions utilisé pour l'intégration.

Si on prend l'exemple du Mc Donnell Douglas MD 81/82 étudié précédemment, le signal est intégré avec un nombre d'impulsions variable allant de 100 à 10000 (figure 3.14). La cible est observée à la fréquence de 31,92 MHz. On peut remarquer que l'amplitude reste relativement constante jusqu'à environ 4000 impulsions. Dans les exemples étudiés, qui ne sont pas présentés ici, il a été observé que l'amplitude était relativement constante pour quelques milliers d'impulsions. Il est donc possible d'intégrer le signal sur un millier d'impulsions sans risque de perte d'information.

3.3.1.1. Cohérence fréquentielle

3.3.1.2.1 Notion de cohérence

La cohérence permet d'estimer la relation liant deux signaux [28]. Le calcul de la cohérence est basé sur l'estimation des densités spectrales de puissance et d'interaction des signaux. Elle est une mesure statistique et de ce fait doit être associée à une opération de moyennage pour être significative. Dès lors, si on considère deux signaux aléatoires et stationnaires $x(t)$ et $y(t)$, la cohérence de $x(t)$ et $y(t)$ est définie par :

$$C_{xy}(f) = \frac{S_{xy}(f)}{\sqrt{S_{xx}(f) \cdot S_{yy}(f)}} \quad (3-9)$$

où $S_{xx}(f)$ et $S_{yy}(f)$ représentent les densités spectrales des signaux $x(t)$ et $y(t)$, c'est-à-dire l'estimation de la puissance des signaux en fonction de la fréquence, et $S_{xy}(f)$, leur densité spectrale d'interaction.

La cohérence est donc une fonction complexe exprimant la corrélation entre deux signaux à une fréquence donnée. Son module est compris entre 0 et 1. Lorsque $|C_{xy}(f)| = 1$ alors les signaux $x(t)$ et $y(t)$ sont cohérents à la fréquence f , et lorsque $|C_{xy}(f)| = 0$ les signaux sont considérés décorrélés.

Pour calculer la cohérence, on utilise les mesures des densités spectrales d'interaction et des densités spectrales des signaux. Si on considère deux signaux échantillonnés, $x[n]$ et $y[n]$, les densités spectrales

de puissance et d'interaction sont estimées en découplant les signaux x et y de longueur n en L segments. La cohérence s'exprime alors :

$$\hat{C}_{xy}[m] = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} X_i[m] \cdot Y_i^*[m]}{\left(\sum_{i=0}^{L-1} |X_i[m]|^2 \cdot \sum_{i=0}^{L-1} |Y_i[m]|^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (3-10)$$

3.3.1.2.2 Application aux signaux mesurés

La fonction de cohérence est basée sur l'étude des spectres des signaux afin de déterminer le degré de différence de leurs composantes fréquentielles. Il est possible dans le cas du système MOSAR d'estimer dans quelle mesure des signaux de fréquences différentes, sont cohérents. En effet, le système permet d'émettre simultanément 4 fréquences. En choisissant judicieusement ces quatre fréquences, la bande de cohérence des signaux peut être évaluée.

Les premières mesures faites dans ce sens ont été réalisées avec un espacement fréquentiel de 100 kHz et des valeurs de cohérence proches de 1 ont alors été trouvées. D'autres mesures ont ensuite été effectuées avec un espacement de 700 kHz autour de 38 MHz. Celles présentées ont été acquises en polarisation horizontale sur des Boeing 737-200 évoluant à une altitude de 10,06 km. Ces avions ont circulé dans le sens Dinard-Nantes les 17 septembre 1998 à 9h25 TU et 15 septembre 1998 à 15h32 TU. La cohérence a été estimée pour plusieurs cas de distance, qui correspondent à des présentations différentes vis-à-vis du radar.

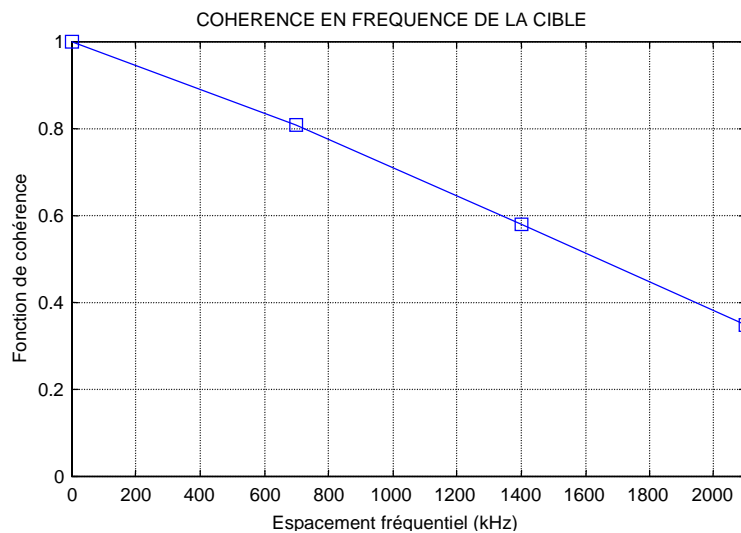


FIG. 3.15 - Fonction de cohérence – Boeing 737-200 le 17 septembre 1998 9h25(TU) – case distance 12 (33km).

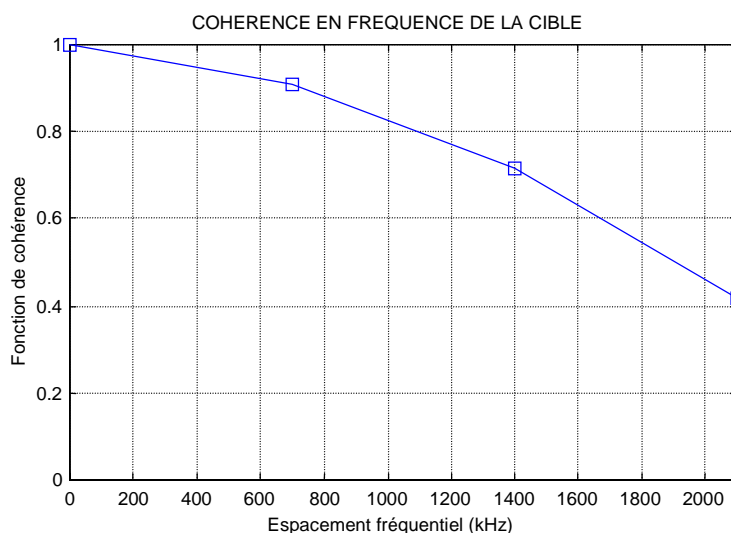


FIG. 3.16 - Fonction de cohérence – Boeing 737-200 le 17 septembre 1998 9h25(TU) – case distance 9 (28 km).

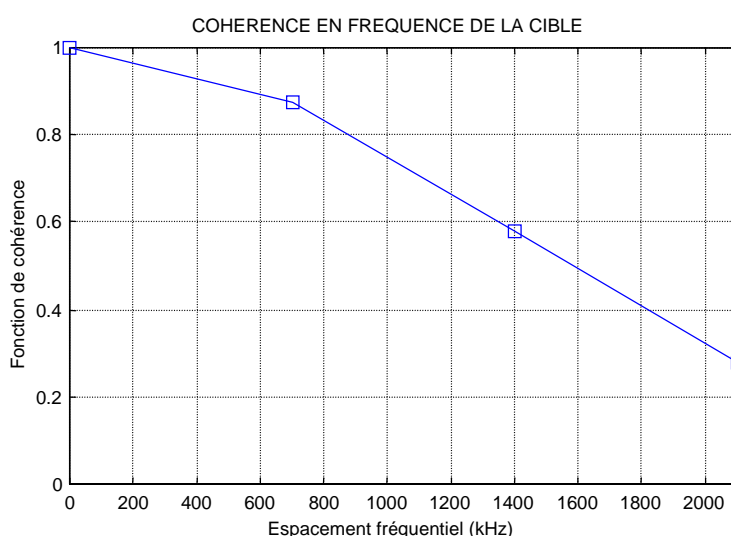


FIG. 3.17 - Fonction de cohérence – Boeing 737-200 le 15 septembre 1998 15h32(TU) – case distance 7 (25 km).

Dans tous les cas, on observe des variations similaires de la cohérence. La cohérence est supérieure à 0,8 pour des écarts compris entre 700 et 1000 kHz et elle tombe à 0,5 pour des écarts compris entre 1,5 et 1,9 MHz. Il est possible alors de considérer qu'avec un espacement de l'ordre de 1 MHz les signaux restent relativement cohérents.

3.3.1.1. Conclusion

Dans le domaine temporel, la cohérence des signaux est très élevée. On observe de faibles variations de l'amplitude du signal liées aux fluctuations de SER de la cible lors de son déplacement. Sur quelques secondes d'acquisition, ces fluctuations sont quasiment négligeables aux basses fréquences (< 40 MHz) mais, dans certains cas très particuliers, elles pourraient devenir significatives à des fréquences plus élevées.

Dans le domaine fréquentiel, la cohérence des signaux devient inférieure à 0,5 pour des écarts en fréquence voisins de 1,5 – 1,9 MHz, mais des valeurs de cohérence élevées (0,8) sont obtenues pour des écarts ne dépassant pas 0,7 – 1 MHz.

3.3.2. Résultats des campagnes de mesures

A travers ces campagnes, nous avons cherché à comprendre le comportement des cibles, en regardant particulièrement les variations des profils de puissance mesurés pour voir s'il est possible, d'une part, de différencier deux cibles et, d'autre part, de retrouver le même profil pour des cibles identiques. L'étude sur la cohérence des cibles nous a donné un ordre de grandeur du temps d'intégration que l'on peut utiliser. L'ensemble des résultats qui sont présentés dans ce paragraphe a été obtenu en intégrant les signaux sur 200 ms, soit 500 impulsions émises, ce qui correspond à une résolution en Doppler de 5 Hz.

3.3.2.1. Analyse des résultats

Un exemple de la puissance reçue en fonction de la fréquence Doppler et de la distance radar – cible est présenté pour les polarisations horizontale et verticale sur les figures 3.18 et 3.19. Les données ont été recueillies le 9 décembre 1997 à 14h12 TU pour la cible en polarisation verticale, et le 22 décembre 1997 à 14h13 TU pour le cas de la polarisation horizontale. La fenêtre d'observation est comprise entre 15 et 45 km de distance. Les remarques suivantes peuvent être faites :

- une cible est située à environ 33 km du radar pour la polarisation horizontale et 30 km dans le cas de la polarisation verticale,
- la cible, pour la polarisation horizontale, est un BAE 146-200 s'approchant du radar (fréquence Doppler positive), avec une vitesse radiale d'environ 185 m/s et dans le cas de la polarisation verticale, la cible est un Boeing 737-200 qui s'en s'éloigne, avec une vitesse radiale similaire,
- pour les deux polarisations, un écho de sol important est visible jusqu'à environ 25 km du radar, cet écho étant plus fort en polarisation verticale qu'en polarisation horizontale.

La vitesse radiale estimée est de 670 km/h. Elle est donc proche de la vitesse de croisière de ce type d'avion.

L'hypothèse que les avions sont proches de l'axe du radar est dans ce cas plausible.

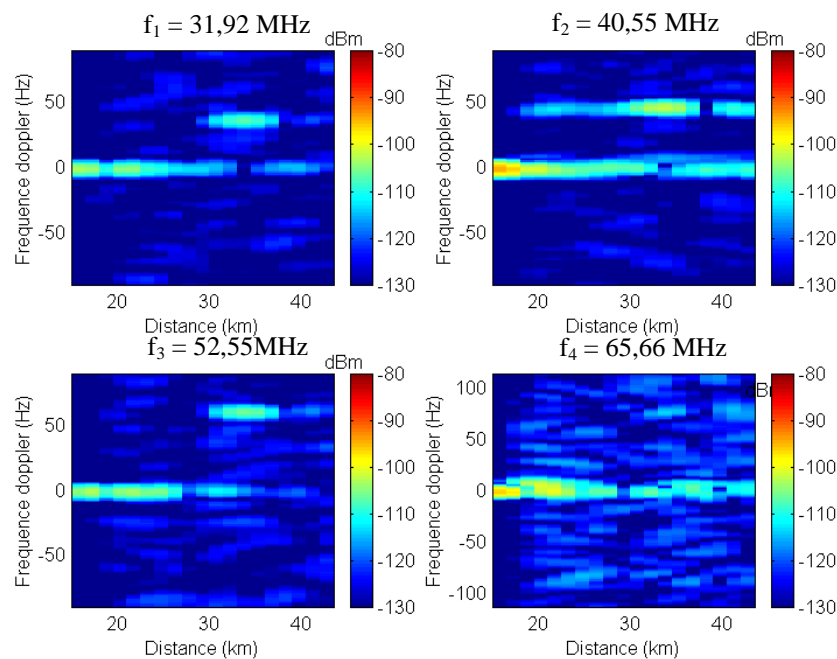


FIG. 3.18 - Variation de la fréquence Doppler en fonction de la distance pour un BAE 146-200 mesurée sur 4 fréquences, le 22 décembre 1997 à 14h13 TU en polarisation horizontale.

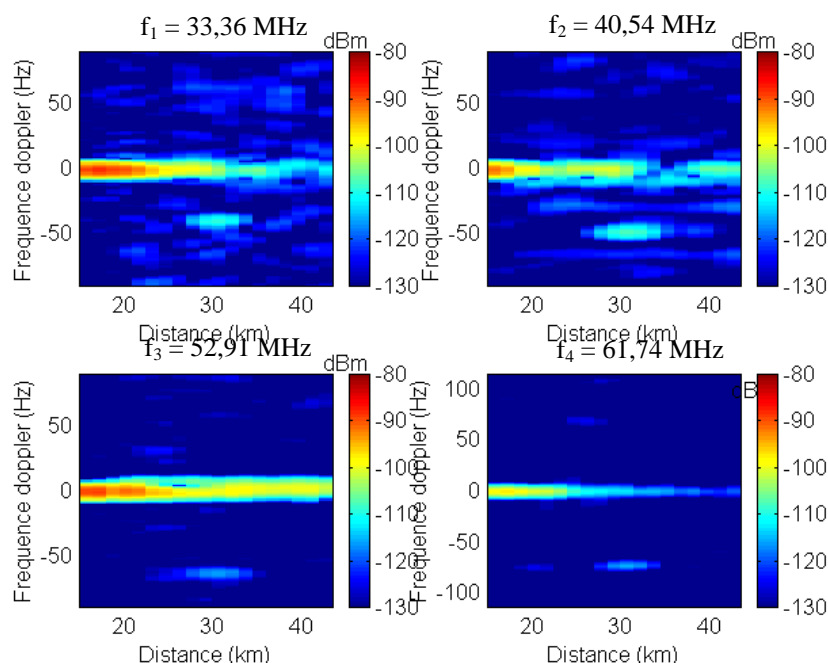


FIG. 3.19 - Variation de la fréquence Doppler en fonction de la distance pour un Boeing 737 mesurée sur 4 fréquences le 9 décembre 1997 à 14h12 TU en polarisation verticale.

A partir de ces observations, il est envisageable de suivre la cible sur les quatre fréquences, afin d'extraire un profil de puissance de la cible en fonction de la distance. Plusieurs profils sont présentés sur les figures 3.20 à 3.31. Ces profils correspondent à des avions différents.

Les deux premières cibles (figures 3.20 à 3.22 et figures 3.23 à 3.25) sont respectivement, un BAE 146-200 évoluant à 8,84 km d'altitude (niveau de vol 290) le 22 décembre 1997 à 14h13 TU, et un Airbus A320 situé à 10,06 km d'altitude (niveau de vol 330), le 21 septembre 1998 à 15h30 TU. Le rapport signal sur bruit moyen est de 10 dB. Les variations des fréquences Doppler mesurées pour les quatre fréquences émises sont identiques. C'est donc la même cible qui est observée pour les quatre fréquences.

Ces deux avions se rapprochent du radar avec une vitesse radiale de 185 m/s. Les variations de la fréquence Doppler étant similaires, on peut supposer que ces cibles suivent des trajectoires voisines. Pour chaque profil, on observe des variations de puissance importantes. Mais on peut cependant remarquer que pour ces deux avions les variations de puissance sont différentes. Ceci induit alors des profils de SER calculés différents (ces profils sont à interpréter avec précaution la trajectoire de la cible n'étant pas connue, des erreurs importantes sur l'estimation peuvent être commises).

D'autres profils ont été recueillis et sont présentés sur les figures 3.26 à 3.31. Cette fois-ci les profils correspondent au même type d'avion mesuré en polarisation verticale. Dans les deux cas, il s'agit d'un Boeing 737-200 situé au niveau de vol 350, soit 10,67 km, observé les 9 décembre 1997 à 14h12 TU et 16 décembre 1997 à 14h15 TU. Les deux avions possèdent des variations de vitesse radiale semblables, mais une des cibles possède une vitesse radiale plus élevée. Il est difficile alors de prédire si ces deux avions suivent la même trajectoire. Cependant certaines similitudes entre leur profil de puissance, décrites au paragraphe suivant, peuvent être observées.

Nous constatons, au vu de ces remarques, que pour des avions différents, les profils de puissance en fonction de la distance, et par conséquent leurs SER mesurées, diffèrent. Il semble donc possible de dissocier deux avions dans cette gamme de fréquence. Cependant, au regard des mesures faites en polarisation verticale, il n'apparaît pas évident que pour un même avion les variations de SER soient identiques pour deux trajectoires similaires.

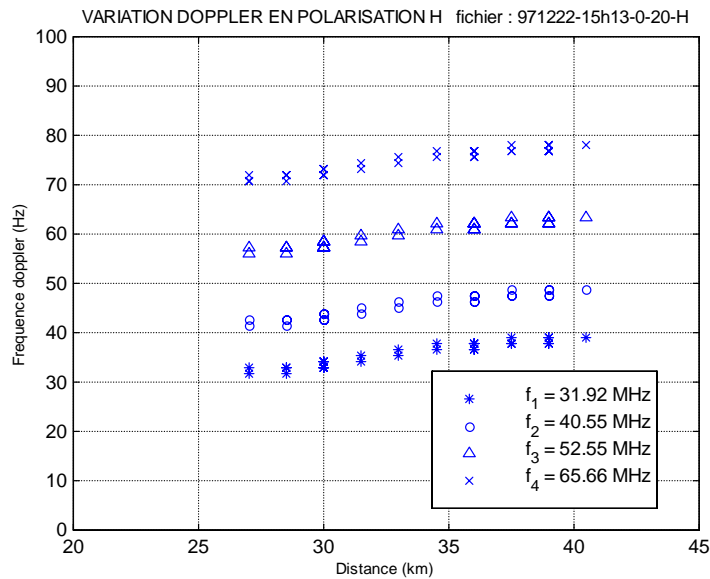


FIG. 3.20 - Variation de la fréquence Doppler mesurée pour un BAE 146 en polarisation horizontale, le 22 décembre 1997 à 14h13 TU.

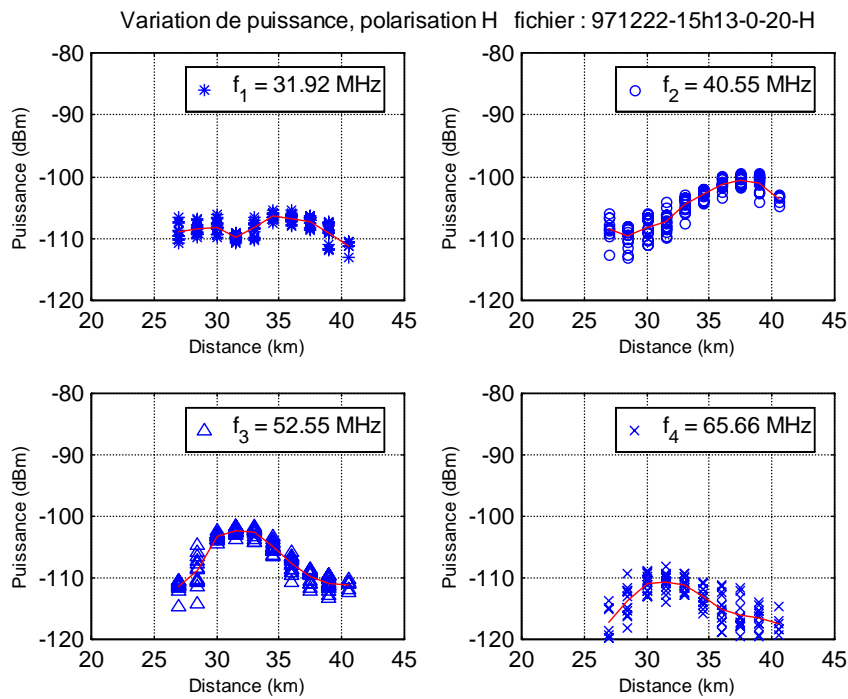


FIG. 3.21 - Variation de la puissance reçue mesurée pour un BAE 146-200 en polarisation horizontale, le 22 décembre 1997 à 14h13 TU.

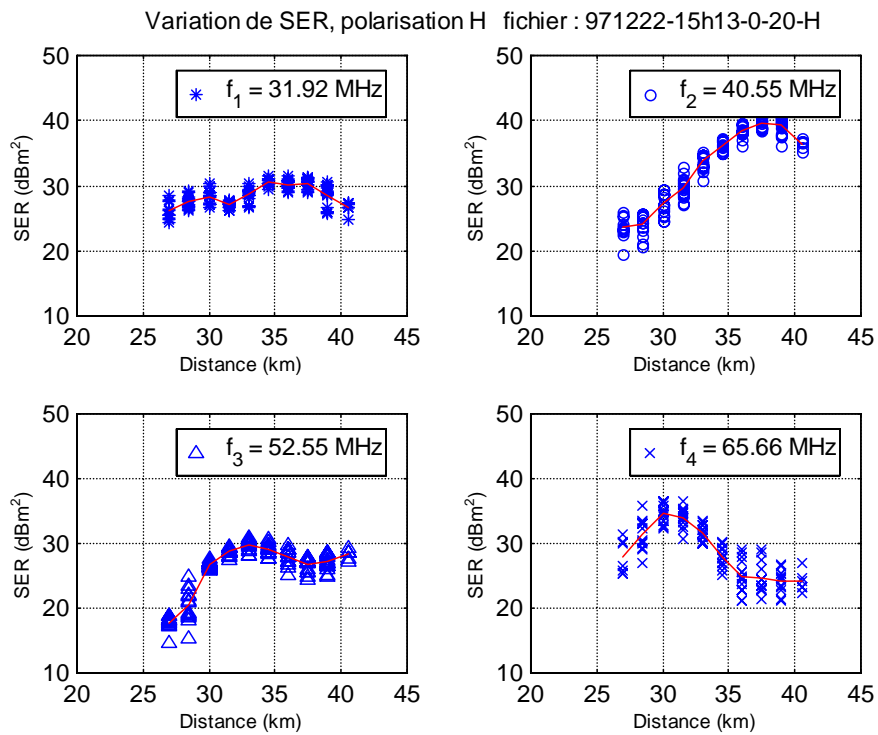


FIG. 3.22 - Variation de la SER reçue mesurée pour un BAE 146-200 en polarisation horizontale, le 22 décembre 1997 à 14h13 TU.

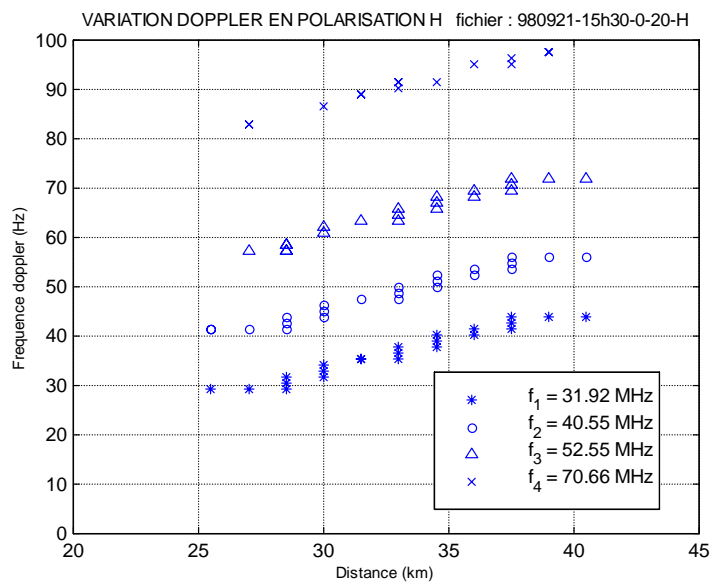
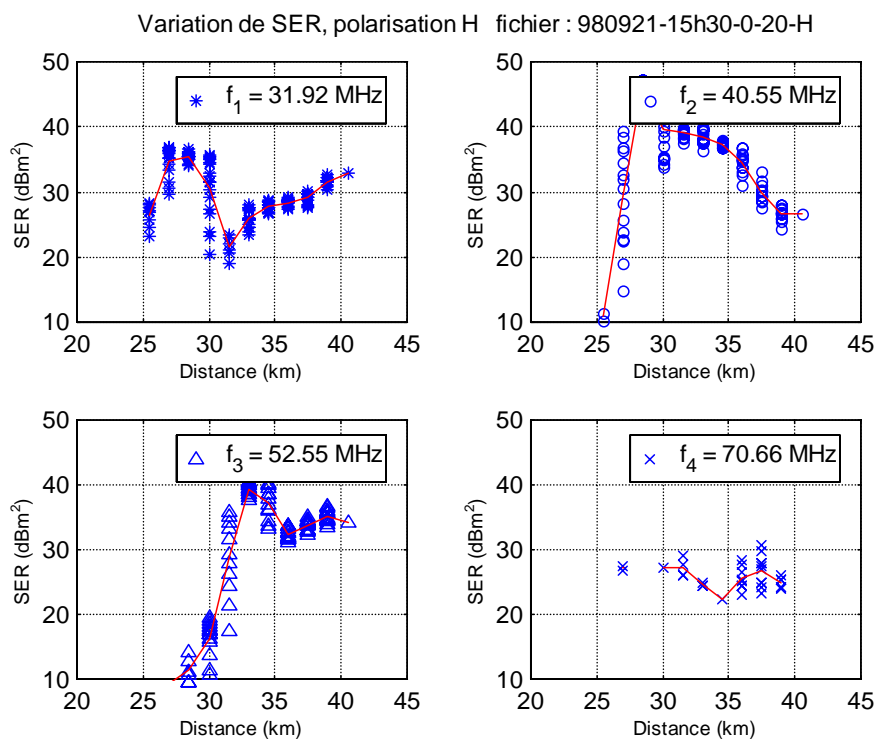
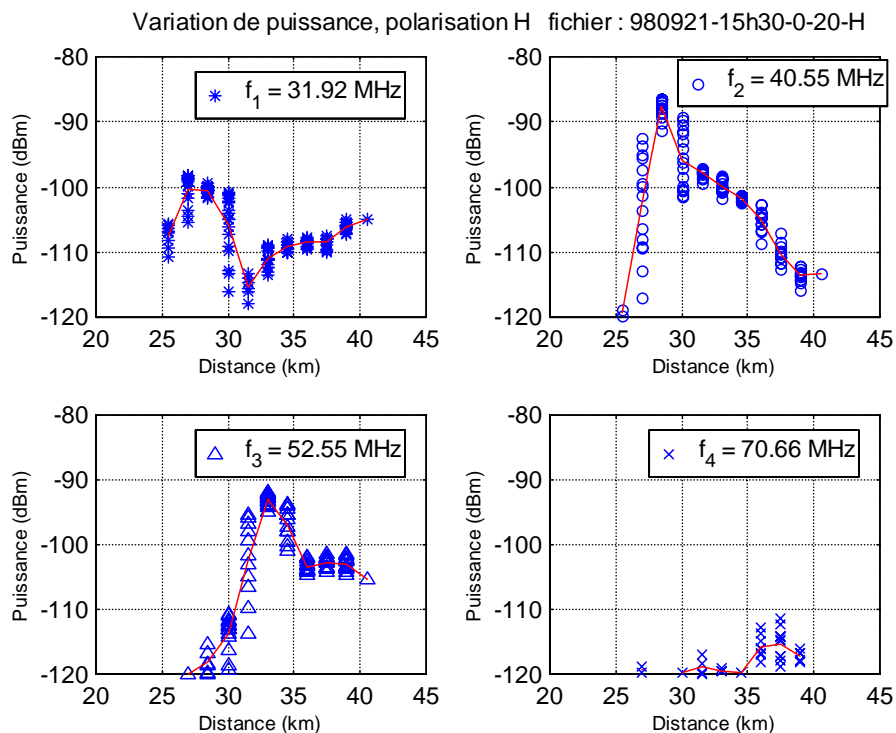


FIG. 3.23 - Variation de la fréquence Doppler mesurée pour un Airbus A320 en polarisation horizontale, le 21 septembre 1998 à 15h30 TU.



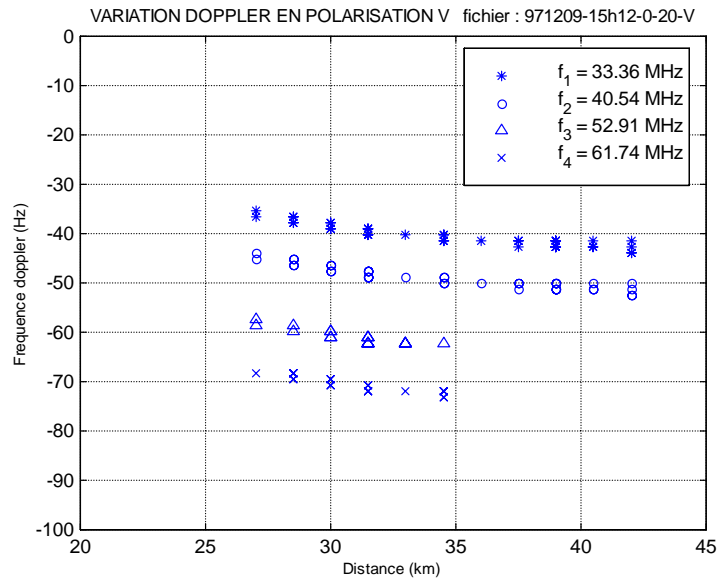


FIG. 3.26 - Variation de la fréquence Doppler, mesurée pour un Boeing 737-200 en polarisation verticale, le 9 décembre 1997 à 14h12 TU.

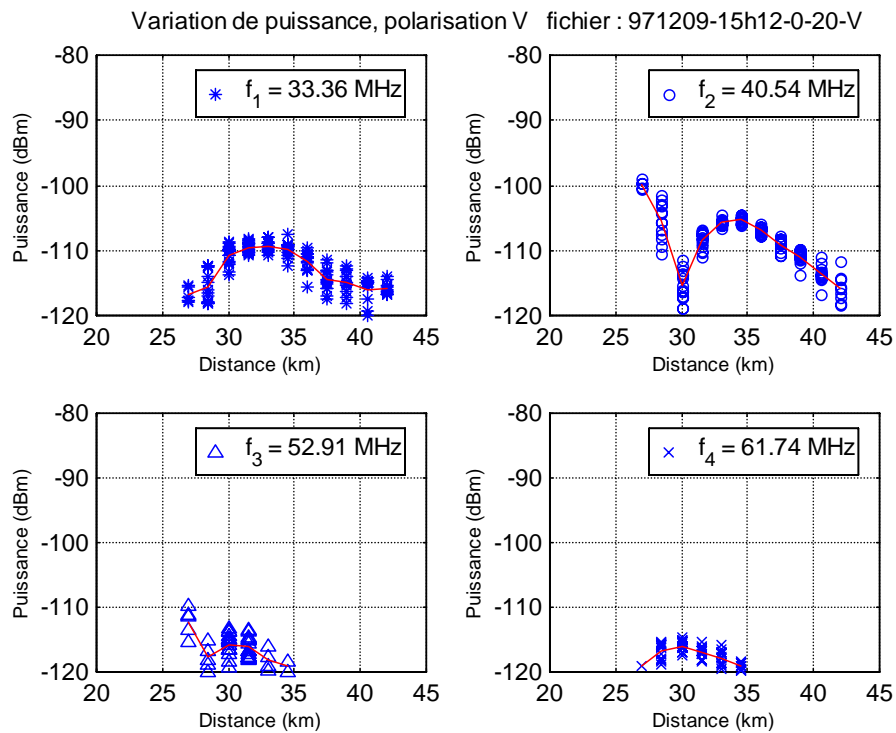


FIG. 3.27 - Variation de la puissance reçue, mesurée pour un Boeing 737-200 en polarisation verticale, le 9 décembre 1997 à 14h12 TU.

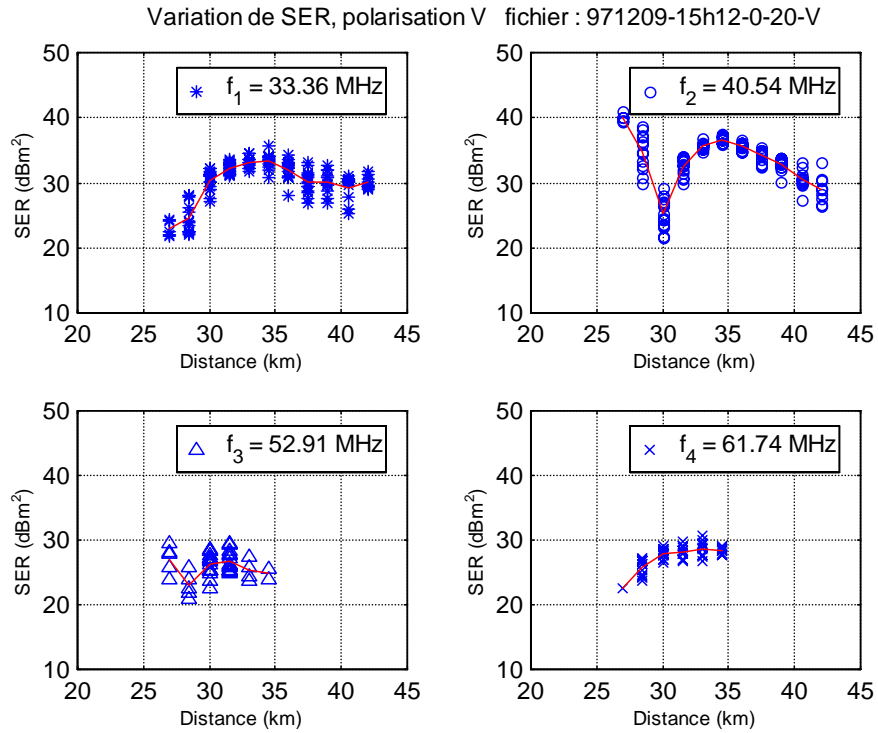


FIG. 3.28 - Variation de la SER, mesurée pour un Boeing 737-200 en polarisation verticale, le 9 décembre 1997 à 14h12 TU.

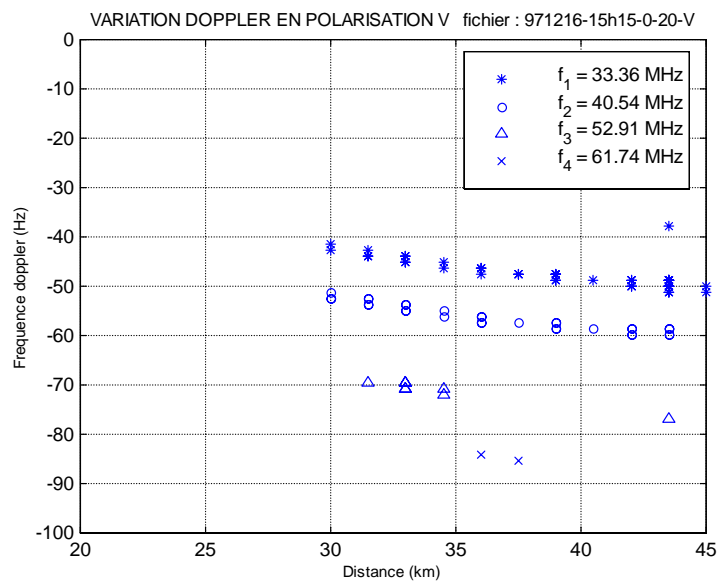
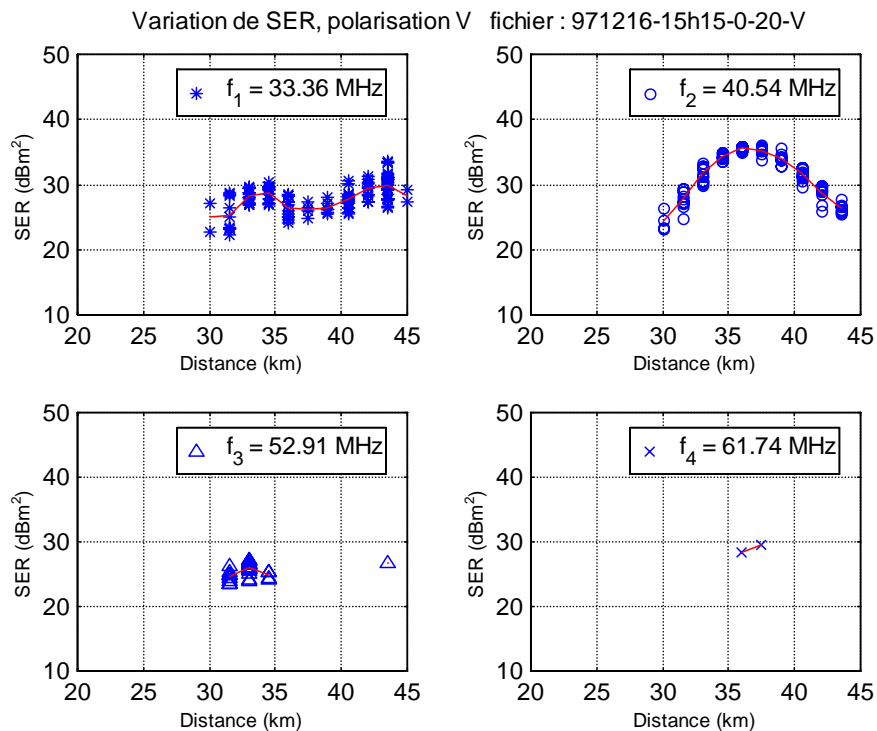
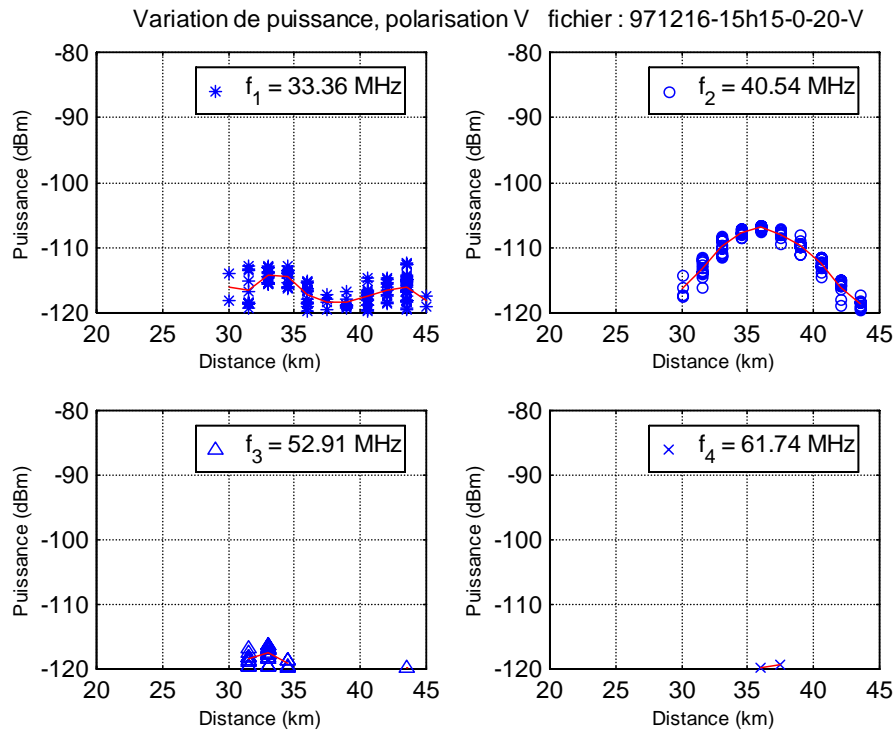


FIG. 3.29 - Variation de la fréquence Doppler, mesurée pour un Boeing 737-200 en polarisation verticale, le 16 décembre 1997 à 14h15 TU.



3.3.2.1. Comparaison de profils mesurés

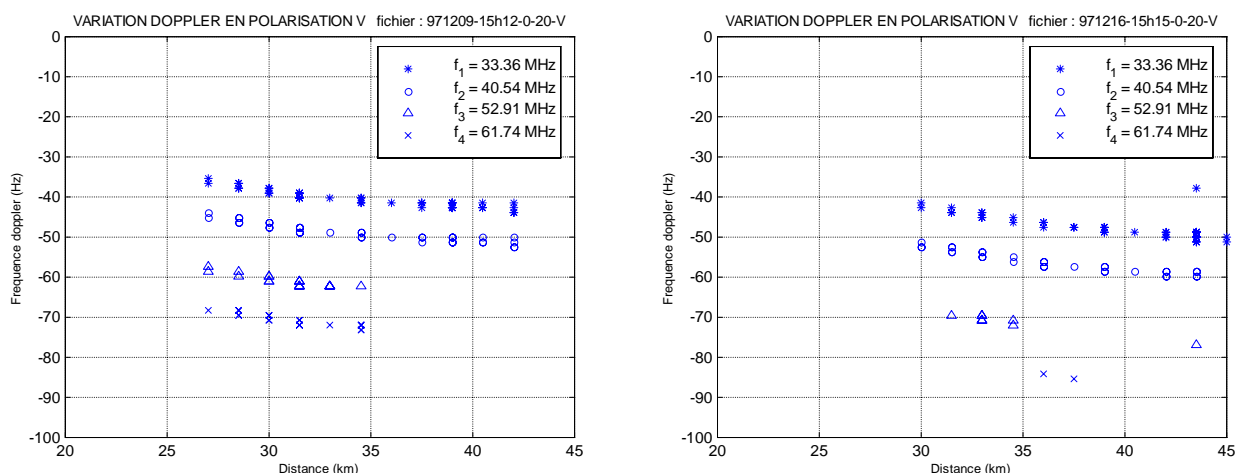
Bien que l'on ne connaisse pas la trajectoire exacte de la cible, il est intéressant de pouvoir obtenir des profils de puissance, et donc de SER, identiques pour une même cible passant quasiment au même endroit. L'objectif est, en premier lieu, de valider le système mais aussi la classification de cibles. Il est nécessaire pour cela d'associer des profils types aux différentes cibles détectées. Aussi, plusieurs exemples de comparaisons entre différents avions de même type sont présentés.

Le premier exemple, représenté sur les figures 3.32 et 3.33, concerne deux Boeing 737-200 circulant dans le sens Nantes – Dinard les 9 décembre 1997 à 14h12 TU et 16 décembre 1997 à 14h15 TU. Les deux avions évoluent à la même altitude de 10,66 km. Les variations de leur fréquence Doppler sont similaires. Mais, l'avion du 16 décembre a une vitesse radiale plus élevée. Si on compare leur profil de puissance mesuré, particulièrement entre 30 et 40 km, des ressemblances sont observées. Les niveaux de puissance diffèrent légèrement, mais les fluctuations en fonction de la distance sont de même nature.

Le même genre d'observations peut être fait sur la figure 3.35. Il s'agit cette fois-ci de deux McDonnell Douglas MD81/82 circulant dans le sens Dinard – Nantes les 1^{er} décembre 1997 et 8 décembre 1997 à respectivement 16h53 TU et 13h18 TU. Les variations de leurs fréquences Doppler sont représentées sur la figure 3.34.

Ces deux avions sont eux aussi situés à la même altitude de vol (10,06 km), et possèdent une vitesse radiale de l'ordre de 180 m/s. Les profils de puissance ont été acquis en polarisation horizontale. Les deux profils possèdent des variations identiques, mais ils semblent décalés en distance de l'ordre de 5 km l'un de l'autre. Il est à noter que la résolution en distance du radar est de 6 km, il est donc difficile de définir avec précision la localisation de la cible. Cela pouvant expliquer ce décalage en distance des deux profils.

Ces deux exemples montrent donc des similitudes entre les profils mesurés sur des avions identiques supposés avoir la même trajectoire. Ces similitudes ne sont pas toujours aussi évidentes. Un dernier exemple est présenté sur les figures 3.36 et 3.37. Les profils de puissance concernent deux Boeing 737-200 mesurés en polarisation verticale. Le premier a déjà été présenté (mesure du 9 décembre 1997 à 14h12 TU), le second, quant à lui, a été mesuré le 18 novembre 1997 à 14h10 TU. Ces deux avions circulent à la même altitude de 10,66 km (niveau de vol 350). Contrairement au premier exemple, les profils de puissance diffèrent totalement. Les niveaux de puissance ainsi que les fluctuations du profil sont différents.



A) Boeing 737-200 mesuré le 9/12/97 à 14h12 TU. B) Boeing 737-200 mesuré le 16/12/97 à 14h15 TU.

FIG. 3.32 - Variation de la fréquence Doppler en fonction de la distance pour deux Boeing 737-200.

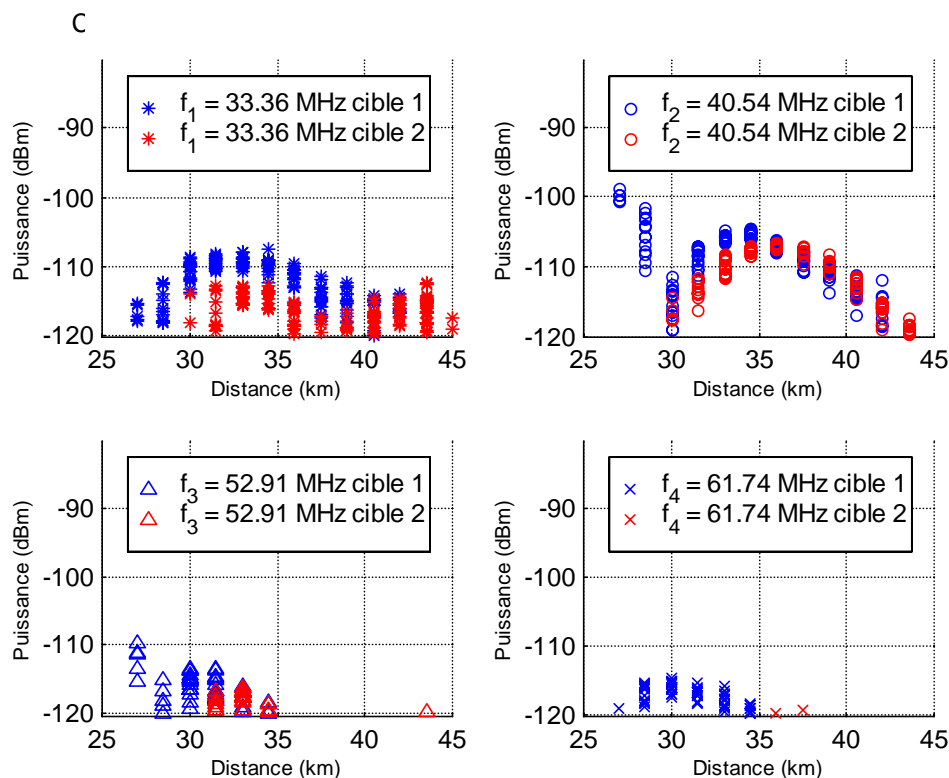
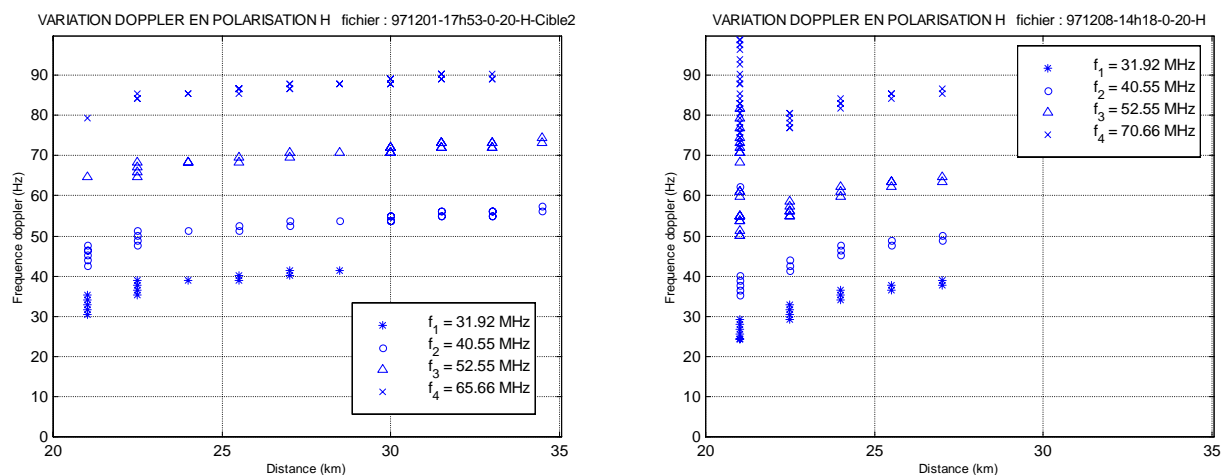


FIG. 3.33 - Comparaison de la puissance reçue mesurée sur 4 fréquences en polarisation verticale pour deux Boeing 737-200 évoluant dans l'espace aérien le 9/12/97 et le 16/12/97 à respectivement 14h12 et 14h15 TU.



A) Mc Donnell Douglas MD81/82 mesuré le 1/12/97 à 16h53 TU

B) Mc Donnell Douglas MD81/82 mesuré le 8/12/97 à 13h18 TU

FIG. 3.34 - Variation de la fréquence Doppler en fonction de la distance pour deux Mc Donnell Douglas MD81/82.

Comparaison de puissance polarisation H

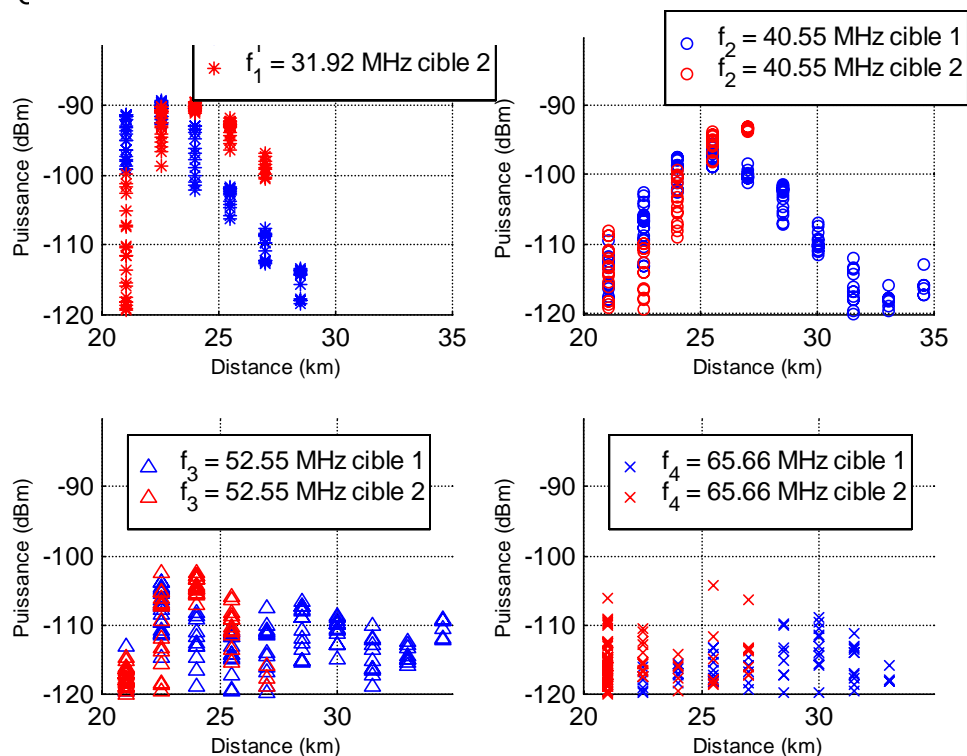
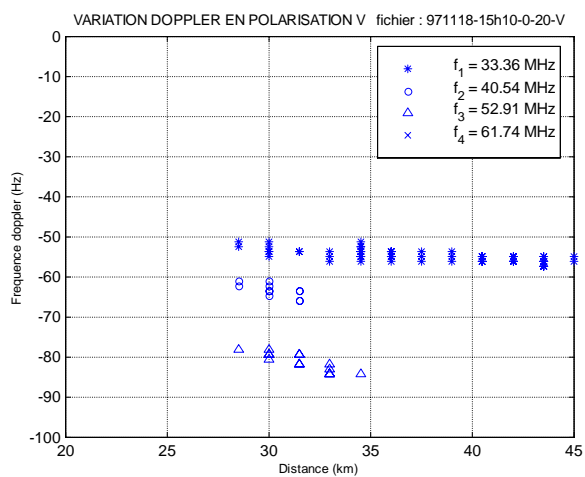
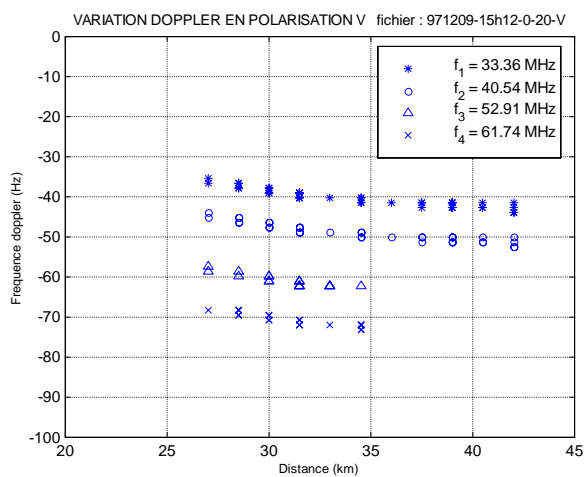


FIG. 3.35 - Comparaison de la puissance reçue, mesurée sur 4 fréquences en polarisation horizontale, pour deux Mc Donnell Douglas MD81/82 évoluant dans l'espace aérien le 1/12/97 et le 8/12/97 à respectivement 16h53 et 13h18 TU.



A) Boeing 737-200 mesuré le 9/12/97 à 14h12 TU.

B) Boeing 737-200 mesuré le 18/11/97 à 14h10 TU.

FIG. 3.36 - Variation de la fréquence Doppler en fonction de la distance pour deux Boeing 737-200.

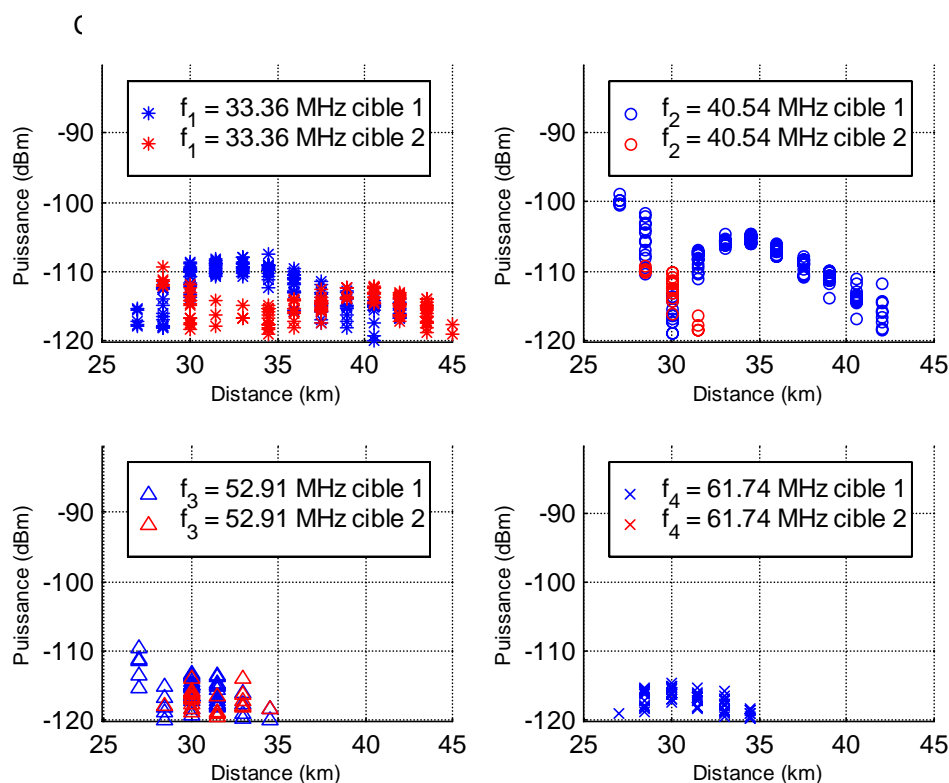


FIG. 3.37 - Comparaison de la puissance reçue mesurée sur 4 fréquences en polarisation verticale pour deux Boeing 737-200 évoluant dans l'espace aérien le 9/12/97 et 18/11/97 à respectivement 14h12 et 14h10 TU.

Il est à noter un fort décalage entre les fréquences Doppler des deux avions. Ceci permet de supposer des trajectoires différentes.

Tout ceci met en évidence la difficulté à reconnaître un avion sur ces variations de puissance et donc de SER, sans la connaissance précise de sa trajectoire. Au vu des exemples précédents, celle-ci joue un rôle important dans les variations de SER. Aussi, afin de mieux en comprendre l'importance, l'influence de cette trajectoire sera analysée au chapitre suivant.

3.3.2.1. Profils de phase

L'ensemble des études précédentes est basé sur l'analyse de l'amplitude des signaux, celle-ci étant plus facile à extraire et à interpréter. Cependant, l'information phase est le deuxième paramètre que l'on peut obtenir. Un exemple de phase mesurée est présenté sur la figure 3.38. Elle correspond à la phase extraite des signaux acquis sur le Boeing 737-200, décrit précédemment sur les figures 3.26 à 3.28.

On s'aperçoit que les valeurs de phase sont très distribuées entre -180° et $+180^\circ$. Il est à noter cependant que cette phase n'est pas la phase de la SER mais la phase extraite du signal reçu. Elle contient donc les déphasages liés au système, à la propagation, aux erreurs de mesures, etc.... Il est très difficile de s'affranchir de tous les termes de phase que l'on peut considérer comme parasites, et donc de retrouver la phase de la SER, en particulier, si la distance radar – cible n'est pas connue avec précision. Aussi l'extraction et l'étude de la phase n'ont pas été la priorité de nos recherches pour l'instant, car cette distance n'est connue que de manière approximative. Cependant, pour essayer de déterminer un terme de phase significatif et plus facile à extraire que la phase de la SER, une technique est présentée au chapitre 5. Elle permet principalement d'éliminer les déphasages liés à la propagation et au système.

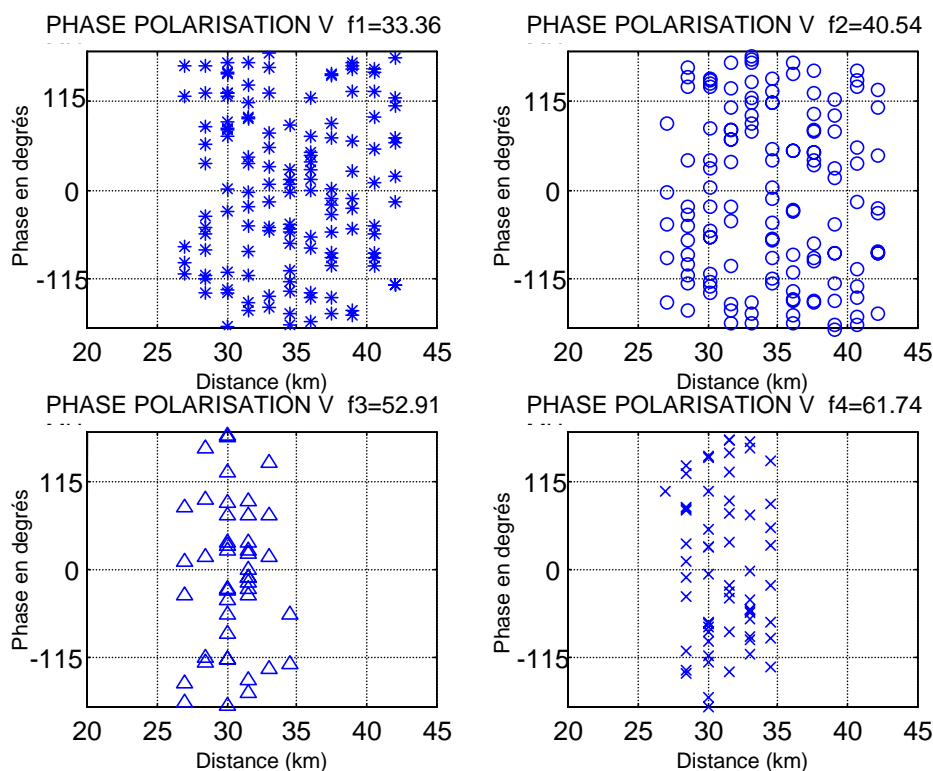


FIG. 3.38 - Phase mesurée sur le Boeing 737-200 le 9 décembre 1997 à 14h12 en polarisation verticale.

3.3.3. Conclusion

L'ensemble des campagnes de mesures a permis d'analyser la cohérence des signaux et de montrer les possibilités du système MOSAR pour la mesure de SER de cibles non-coopératives.

Il a été montré que le signal temporel était très cohérent, et que les variations du signal liées aux fluctuations de la SER sont quasiment négligeables sur quelques secondes d'acquisition, principalement aux basses fréquences. Dans le domaine fréquentiel, des valeurs de cohérences élevées ont été obtenues pour des écarts en fréquence de l'ordre de 0,7 – 1 MHz.

Ces premières évaluations sur la cohérence ne sont qu'indicatives et elles devront être confirmées par des campagnes plus importantes, en particulier, avec l'étude de la cohérence autour d'autres fréquences.

La détermination de profils de puissance de cibles a montré que la connaissance de la trajectoire des cibles est nécessaire pour associer correctement un profil de SER à une cible. Bien que des similitudes apparaissent dans les profils mesurés pour un avion de même type, ceux-ci ne sont pas facilement reproductibles.

Enfin, à travers cette étude, seuls les termes de polarisation principaux (HH et VV) ont été considérés. On a vu que le rapport signal sur bruit moyen était voisin de 10 dB. La SER sur les termes croisés de la matrice de polarisation étant souvent 10 à 20 dB en-dessous des termes principaux, il s'est avéré la plupart du temps impossible de mesurer la SER sur ces termes.

Chapitre 4

Détermination analytique de la SER

4.1. Introduction

Le développement du traitement des signaux radars appliqué à l'identification de cibles requiert la connaissance a priori du comportement des cibles dans la gamme de fréquence étudiée. La réponse de la cible, définie par sa surface équivalente radar, à l'excitation d'une onde électromagnétique doit alors être caractérisée. La détermination de cette réponse peut être réalisée en effectuant des mesures en chambre anéchoïde sur la cible grandeur réelle ou ramenée à une échelle réduite. Cette méthode est une méthode performante, mais la variation des angles d'observation de la cible en vol nécessite une connaissance de la SER en fonction du site et du gisement. La réalisation de mesures en tenant compte de ces deux paramètres est très fastidieuse et très coûteuse.

La simulation numérique offre la possibilité de connaître la SER d'une cible quels que soient les angles d'observation de cette dernière. Plusieurs méthodes de modélisation ont été développées, souvent pour des applications particulières. Mais la difficulté repose sur une bonne représentation de la cible par le modèle numérique. Cela détermine la validité de la modélisation pour la gamme de fréquence utilisée.

Dans le cadre du système MOSAR cette connaissance de la SER permettrait de mieux interpréter les observations faites lors des campagnes de mesures. Nous présentons, à travers ce chapitre, une possibilité de modélisation des cibles basée sur la méthode des moments et une application à l'interprétation de certains résultats expérimentaux.

4.2. Présentation des méthodes de résolutions

La modélisation la plus fidèle est basée sur la résolution exacte des équations de Maxwell. Ces équations sont difficiles à résoudre et des approximations ont été développées en fonction des bandes de fréquence utilisées pour l'éclairage des cibles. En effet, trois zones distinctes peuvent être définies :

- la zone de Rayleigh, lorsque la longueur d'onde est très grande devant les dimensions de la cible,
- la zone de résonance, lorsque les dimensions de cible sont de l'ordre de la longueur d'onde,

- la zone optique, qui correspond à une longueur d'onde très petite devant les dimensions de la cible.

Dans les zones optique et de Rayleigh, des approximations permettent d'obtenir des formulations simplifiées des phénomènes de diffraction mais il en va tout autrement dans la zone de résonance. La longueur d'onde étant de l'ordre des dimensions de la cible, elle demande la résolution des équations intégrales. Des méthodes hybrides [29] ont été développées et sont une approche intéressante mais restent difficilement généralisables à des cibles complexes.

4.2.1. Les méthodes asymptotiques

Les phénomènes de diffraction sont étudiés par des méthodes asymptotiques lorsque la cible se trouve dans la zone optique ou dans la limite haute de la zone de résonance. Dans cette zone, seules des parties composant la cible contribuent à sa SER. Deux approches distinctes permettent de définir des solutions approchées. D'une part, les méthodes basées sur la notion de rayons qui sont principalement l'optique géométrique et la théorie géométrique de la diffraction et, d'autre part, les méthodes comme l'optique physique et la théorie physique de la diffraction basées sur la résolution des équations du champ électromagnétique.

4.2.1.1. Méthode de l'optique géométrique

C'est l'une des premières méthodes développées pour essayer d'expliquer les phénomènes de diffraction [30]. Cette méthode est fondée sur la notion de rayons. Ces derniers sont déterminés à l'aide du principe de Fermat, qui définit les rayons comme les trajectoires minimisant le chemin optique.

Vers les hautes fréquences, le champ électromagnétique diffracté par une cible ne dépend que du champ avoisinant certains points de cette cible. Dès lors, le champ électromagnétique diffracté par une cible peut être déterminé en connaissant la structure géométrique et les propriétés électromagnétiques de la cible au voisinage du point diffractant. Si on considère le cas d'une surface convexe de rayons de courbure grands par rapport à la longueur d'onde, la SER σ , en utilisant les approximations, est alors proportionnelle aux deux rayons de courbures principaux R_1 et R_2 de la surface soit :

$$\sigma = \pi R_1 R_2 \quad (4-1)$$

Plusieurs limites existent à cette méthode. Si l'un des rayons de courbures de la surface tend vers l'infini, configuration que l'on trouve par exemple dans le cas d'un cylindre, la SER reste impossible à déterminer. De plus, cette méthode suppose que le champ électromagnétique dans les zones d'ombre géométrique est nul.

4.2.1.1. Théorie géométrique de la diffraction

Afin de traiter les zones d'ombres, Keller [31] a ajouté la notion de rayons diffractés pénétrant dans ces zones. Le champ diffracté est constitué de la somme des contributions de plusieurs rayons. Il est supposé que ce champ ne dépend que des propriétés au voisinage du point de diffraction. Cette notion a ses limites, principalement au niveau de la frontière entre la zone d'ombre et la zone éclairée où la méthode est mise en défaut. Elle annonce entre autre des résultats infinis lorsque l'on se trouve sur l'enveloppe des rayons (appelée caustique). Pour essayer de résoudre les problèmes sur les bords, des solutions appelées uniformes ont été développées afin de rendre continu le passage d'une zone d'ombre à une zone éclairée.

4.2.1.1. Méthode de l'optique physique

L'approximation de l'optique physique, pour la détermination de la SER d'une cible, n'est plus basée sur la notion de rayons, mais sur la simplification des équations intégrales de Stratton et Chu. Dès lors, le champ rétrodiffusé peut être écrit sous une forme explicite [32]. Une des principales approximations de l'optique physique est l'approximation des surfaces par leur plan tangent. Cette approximation est largement mise en défaut dès lors que l'on est en présence de structures aiguës telles que des arêtes. Dans ces conditions, le plan tangent devient indéterminé et le calcul de la SER est impossible.

De plus, la détermination de la polarisation de l'onde rétrodiffusée est un problème car l'onde émise et l'onde rétrodiffusée conservent la même polarisation, ce qui n'est pas le cas dans la réalité. On ne peut alors tenir compte des effets de dépolarisation de l'onde par la cible.

4.2.1.1. Théorie physique de la diffraction

Cette méthode permet d'améliorer le calcul du champ au niveau des arêtes, ce qui est l'une des principales limites de l'optique physique. Ufimtsev [33] a ajouté au champ de l'optique physique un champ de frange généré par les discontinuités. Au voisinage de l'arête, le champ total est alors la somme de ces deux champs. Le champ de frange s'atténue lorsque l'on s'éloigne de la discontinuité pour laisser place au seul champ de l'optique physique. Cette méthode possède toutefois quelques inconvénients :

- la contribution des « ondes rampantes » n'est pas prise en compte,
- les effets de réflexions multiples ne sont pas considérés.

4.2.2. La méthode des moments

La méthode des moments [34] est un outil de résolution des équations intégrales du champ électromagnétique dans la zone de Rayleigh et la zone basse de résonance, c'est-à-dire principalement lorsque la longueur d'onde est très supérieure à la taille de l'objet. Dans cette zone, la SER de la cible dépend essentiellement du volume de la cible [44]. Dès lors, la surface de la cible est approximée par un maillage permettant de résoudre les équations de Maxwell par des méthodes numériques.

Les équations intégrales sont écrites de la manière suivante :

$$F(g) = h \quad (4-2)$$

où h et F sont connues et correspondent respectivement à l'excitation et à un opérateur linéaire. La méthode des moments consiste alors à déterminer g , l'inconnue (qui correspond dans le cas des champs électromagnétiques aux courants induits à la surface du corps), en connaissant h et F . Elle est basée sur la décomposition linéaire de l'inconnue g en fonctions g_n , dites fonctions de base, soit :

$$g = \sum_n \alpha_n g_n \quad (4-3)$$

Les termes α_n sont des constantes inconnues. On peut alors écrire l'équation initiale sous la forme :

$$\sum_n \alpha_n F(g_n) = h \quad (4-4)$$

Les fonctions g_n sont choisies de manière à évaluer simplement $F(g_n)$. Dès lors, les seules inconnues restantes à déterminer sont les constantes α_n . Pour évaluer ces constantes, il faut ramener l'équation (4-4) qui est une équation linéaire à N inconnues, à N équations linéairement indépendantes. Si on considère l'équation (4-4) en N points en imposant des conditions aux limites, on obtient alors en un point quelconque m :

$$\sum_n \alpha_n F(g_{nm}) = h_m \quad (4-5)$$

$$\text{soit :} \quad [F_{mn}][\alpha_n] = [h_m] \quad (4-6)$$

Les coefficients α_n peuvent être déterminés en calculant :

$$[\alpha_n] = [F_{mn}]^{-1}[h_m] \quad (4-7)$$

Plusieurs conditions doivent être respectées afin d'obtenir des résultats satisfaisants à l'aide de la méthode des moments. La qualité des résultats dépend principalement du choix des fonctions de base, mais aussi de la taille des segments qui doit être inférieure à la longueur d'onde excitatrice. Ces conditions impliquent des calculs importants pour la détermination des champs dans le cas de structures complexes.

4.3. Développement de modèles numériques - Exemple du Boeing 747-200

La zone de résonance reste la plus problématique en ce qui concerne toute modélisation de cible. Les différentes approches du phénomène de diffraction ont des champs d'applications assez restreints et sont souvent inappropriées à une modélisation en zone de résonance. Cependant, les calculateurs actuels permettent d'envisager l'utilisation de la méthode des moments pour le calcul des équations du champ électromagnétique sur des cibles complexes. Cette méthode est applicable à partir du moment où la cible est maillée en respectant les conditions requises.

4.3.1. Introduction au logiciel de simulation électromagnétique NEC2⁵

Le logiciel NEC2 a particulièrement suivi l'évolution des technologies [35]. Ce logiciel a été développé pour la marine nationale américaine par le laboratoire Lawrence Livermore en 1981 avec le concours de Jerry Burke [36]. L'intérêt du logiciel a permis le développement, dès le début des années 80, d'un logiciel d'exploitation des résultats de NEC, le logiciel IGUANA⁶. Ce dernier, bien que sommaire, permettait de visualiser les données sous forme de graphiques à deux dimensions. Mais la principale préoccupation des utilisateurs de NEC fut la limitation des 640 Ko de mémoire imposée par l'environnement DOS. En 1989, David J. Pinion, développe la version la plus aboutie de NEC2 pour PC avec une augmentation du nombre d'inconnues utilisables. La version fut appelée NEC81. Lors de l'arrivée des processeurs 32 bits, plusieurs tentatives de compilation du logiciel NEC au moyen de divers compilateurs Fortran 32 bits se sont souvent révélées infructueuses avec la production de nombreuses erreurs. Jerry Burke a développé une version sous Macintosh de NEC2 compilée grâce au compilateur Microway de Tom Wallace de Arco Power Technology Inc. (Washington DC – USA), qui fut par la suite convertie en version PC. Cette version permit alors d'utiliser un plus grand nombre d'inconnues, elle a été appelée NEC2D.

Le logiciel NEC [36][37] permet de déterminer la réponse électromagnétique d'une structure métallique en résolvant les équations intégrales des champs à l'aide de la méthode des moments. Il est possible de simuler des structures allant jusqu'à plusieurs longueurs d'onde. Bien qu'il n'y ait pas de limites théoriques au maillage (ces dernières sont liées aux capacités des calculateurs), les méthodes asymptotiques s'avèrent plus appropriées lorsque l'on se situe en zone optique. La réponse électromagnétique des différentes structures est modélisée à l'aide des équations intégrales du champ électrique (EFIE⁷) et des équations intégrales du champ magnétique (MFIE⁸). Le logiciel NEC utilise particulièrement les équations du champ électrique dans le cas des structures filaires. Dans le cas des structures volumineuses comportant de larges surfaces, les équations du champ magnétique sont alors appliquées. Les sources d'excitation peuvent être soit des sources de tension, soit une onde plane à polarisation linéaire ou elliptique.

Ce logiciel principalement utilisé et développé pour l'étude des antennes, permet, entre autre, de simuler le champ rétrodiffusé par une structure dès lors que cette dernière se trouve en champ lointain et en espace libre. Il est alors possible de calculer la surface équivalente radar de cette structure.

4.3.2. Maillage de la structure

La méthode des moments permet la modélisation d'un objet en 2 ou 3 dimensions de deux manières. Il est possible d'utiliser des «patches» pour simuler une surface métallique continue ou d'approximer la surface par un maillage filaire. Cette dernière possibilité est la façon la plus simple de représenter l'objet. La qualité de la modélisation reste cependant liée au fait que la taille des fils doit être relativement petite par rapport à la longueur d'onde utilisée, afin que la distribution de courant soit une bonne approximation de celle produite par une surface métallique continue.

4.3.2.1. Modélisation filaire du Boeing 747-200

Comme on l'a vu au chapitre 3, le système radar MOSAR est implanté sur le site expérimental de Monterfil, à une trentaine de kilomètres au sud-ouest de Rennes (35). Il observe principalement des avions commerciaux de type moyen courrier. Ces derniers sont de dimensions relativement importantes et destinés au transport des passagers sur des distances de quelques milliers de kilomètres.

⁵ Numerical Electromagnetic Code

⁶ Interactive Graphics Utilities for Automated NEC Analysis

⁷ Electric Field Integral Equation.

⁸ Magnetic Field Integral Equation.

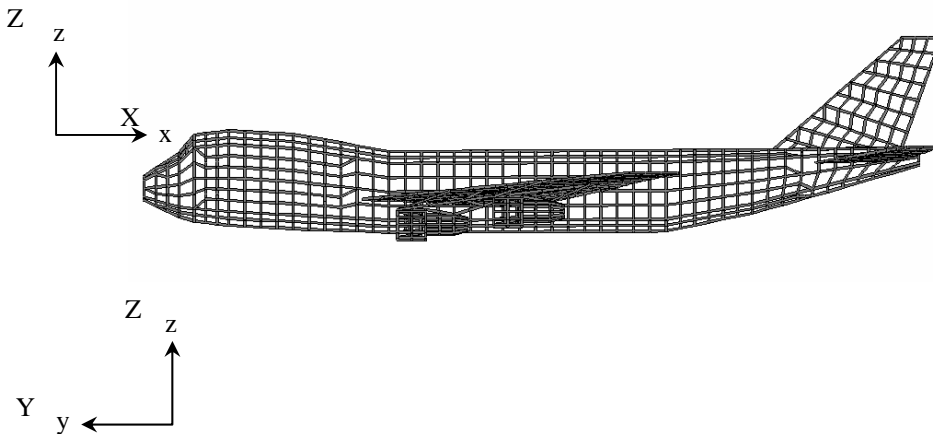


FIG. 4.1 - Vue d'un Boeing 747-200.

Le choix de l'avion à modéliser s'est porté sur un avion de la compagnie américaine Boeing, le modèle 747-200. Les caractéristiques générales de cet avion sont les suivantes :

- longueur du fuselage : 68,8 m,
- longueur totale : 70,4 m,
- largeur maximale : 59,6 m,
- hauteur maximale : 19,3 m.

Ce dernier a été modélisé afin de pouvoir être simulé dans la bande de fréquence utilisée par le système MOSAR (20-80 MHz). Afin de respecter les contraintes liées au maillage, 3500 segments ont été employés (figure 4.2).



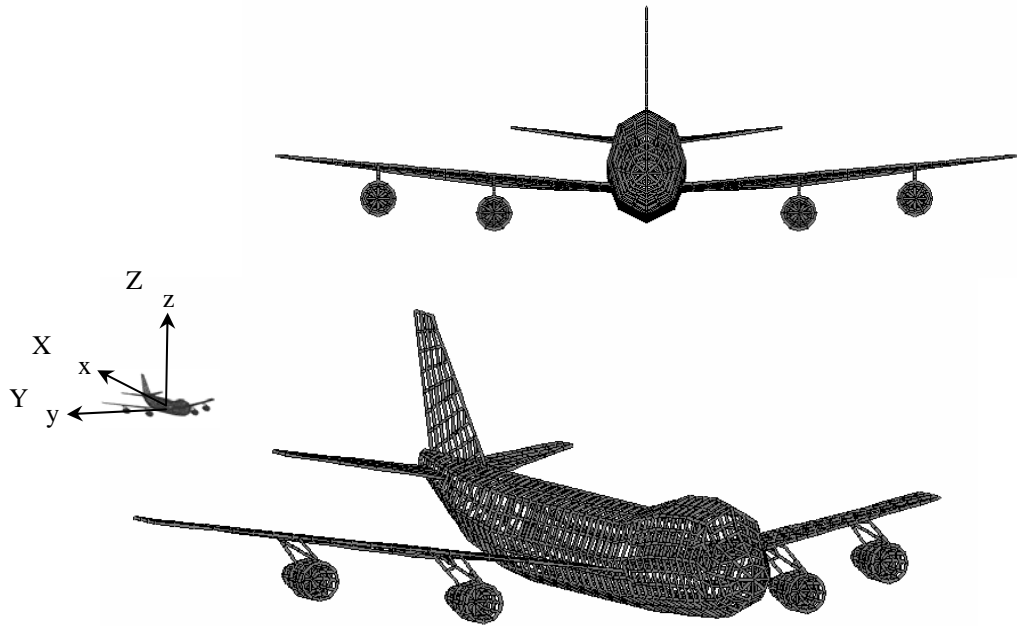


FIG. 4.2 - Maillage du Boeing 747-200 composé de 3500 segments.

4.3.2.1. Contraintes de maillage

Afin de modéliser correctement la cible étudiée, deux considérations sont à prendre en compte :

- le facteur géométrique,
- le facteur « électrique ».

Le maillage filaire n'étant qu'une approximation d'une surface métallique, il est nécessaire que le maillage représente correctement la cible géométriquement. Il faut donc que ce dernier suive le plus fidèlement possible les contours de l'objet. Par ailleurs, il existe des considérations électriques, qui sont liées principalement à la longueur et au diamètre des fils. En effet, des fils trop épais ou trop fins peuvent apporter des modifications importantes du résultat [38].

4.3.2.2.1 Longueur des segments

La principale considération électrique est la longueur des segments. Celle-ci est principalement liée à la longueur d'onde. De manière générale, on considère que le maillage est une bonne approximation si la longueur des segments est inférieure à $0,1\lambda$ à la fréquence considérée, λ étant la longueur d'onde. Cette condition dépend entre autre du code de calcul utilisé et des fonctions de pondération choisies [34][39].

Il est possible d'utiliser des segments de longueur plus importante pour des surfaces sans changement de formes abruptes, mais pour des régions critiques, il est conseillé de diminuer la longueur de ces derniers afin d'obtenir une meilleure représentation.

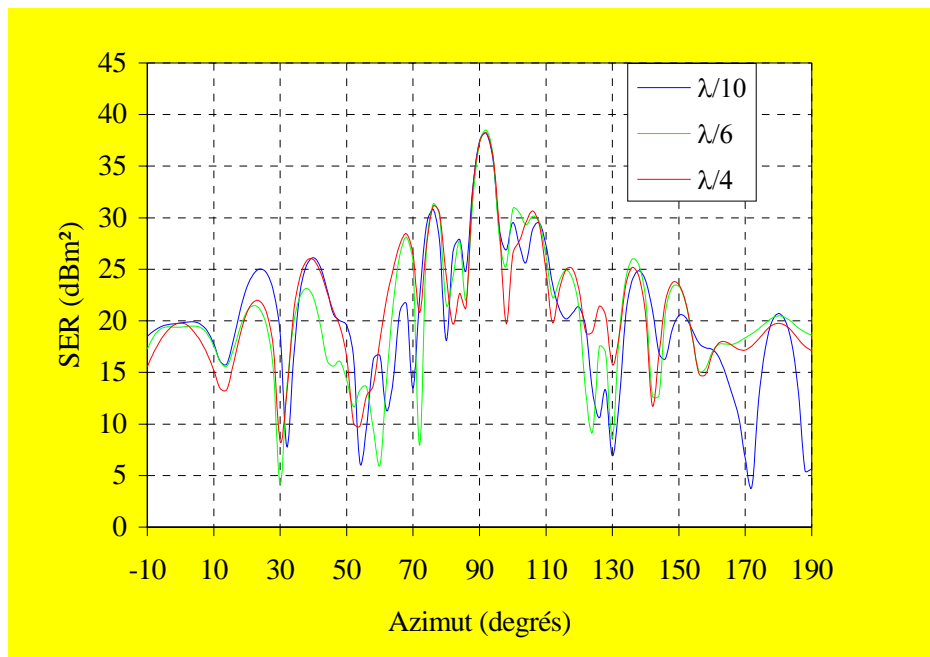


FIG. 4.3 - Influence de la longueur des segments sur le calcul de SER - $\lambda = 15m$.

Sur la figure 4.3, l'influence de la longueur du segment est présentée. Les simulations ont été réalisées à la fréquence de 20 MHz, pour trois longueurs de segments ($\lambda/10$, $\lambda/6$, $\lambda/4$). La cible a été observée avec un site de 0° , simulant un avion à incidence rasante, et en polarisation verticale. Dans l'ensemble, ces courbes ont la même allure. Lorsque l'on se situe à une incidence de 90 degrés elles sont même identiques. Pour cette incidence, la SER est principalement constituée de la SER du fuselage. Ce dernier ayant une forme assez régulière, il est relativement bien représenté avec un nombre restreint de segments. Par contre, pour des azimuts différents la SER des autres éléments contribuent de manière plus importante à la SER globale. Il est alors nécessaire d'utiliser un nombre plus élevé de segments pour les modéliser correctement. Par exemple, sur la figure 4.3, entre 50 et 80 degrés d'azimut, le nombre de segments influe sur les variations de la SER représentées. Le nombre de pics décroît avec le nombre de segments. Aussi, une longueur de segment $\lambda/10$ permet une meilleure représentation.

Bien que les zones critiques d'un objet doivent être maillées plus finement, il faut éviter les segments trop petits. Si la taille des segments est inférieure à $10^{-3}\lambda$, des erreurs de précision risquent de se produire lors du calcul du courant sur les segments.

4.3.2.2 Diamètre des fils

Les approximations utilisées pour le calcul des courants, ne considèrent que ceux dans la direction axiale du segment. Les variations du courant sur la circonférence du fil ne sont pas prises en compte. La validité de cette approximation dépend certes de la capacité de l'excitation à créer des fluctuations du courant sur la circonférence, mais aussi du rapport L/a , où L est la longueur du segment et a , le rayon.

Afin d'obtenir des solutions suffisamment précises du courant calculé, il est nécessaire que le rapport L/a ne soit pas trop petit. En règle générale, on obtient des erreurs de calcul inférieures à 1% pour un rapport L/a autour de 8. Mais on peut obtenir des solutions raisonnables si le modèle contient des segments de longueur $L/a=2$ [37]. Ludwig discute dans ses travaux [38] de la complexité qu'il y a à déterminer le diamètre des fils. Une règle approximative souvent utilisée est la règle de « the same surface area », c'est-à-dire que la surface totale des fils utilisés pour mailler une surface doit être égale à deux fois cette surface. Mais cette règle n'est pas universelle, et il est possible d'obtenir de meilleurs résultats sans respecter cette règle [40].

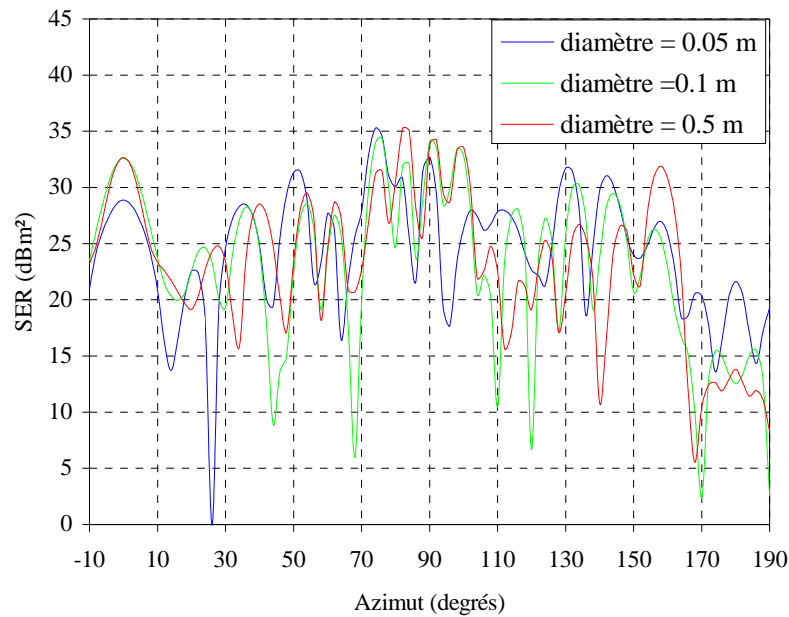
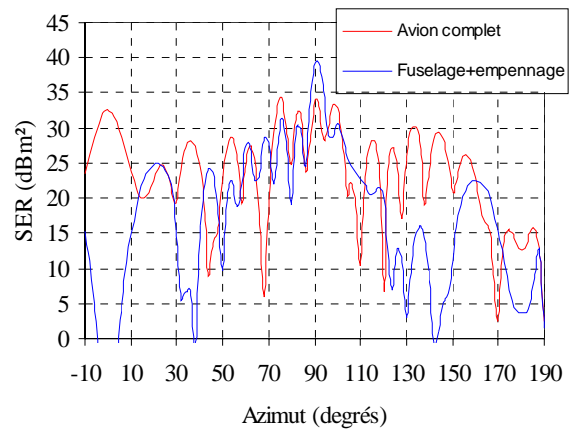
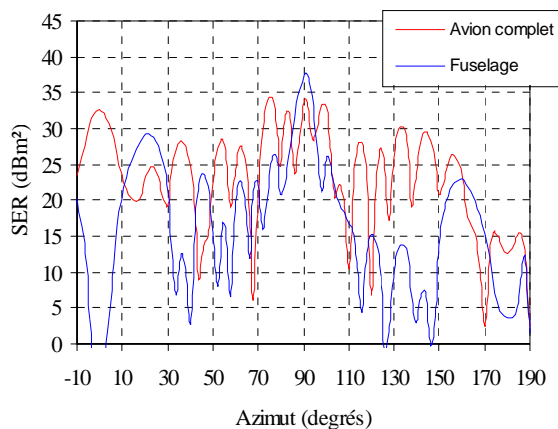


FIG. 4.4 - Influence du diamètre des fils – Simulations à 20 MHz en polarisation HH.

La figure 4.4 présente la SER calculée du Boeing 747-200 avec différents diamètres de fils. La simulation a été réalisée à 20 MHz en polarisation horizontale pour un site de 0°. Les diamètres utilisés correspondent respectivement à des rapports L/a égaux à 30, 15, 3. On observe des variations importantes entre les 3 simulations. La longueur des segments n'est pas identique pour l'ensemble du maillage, des parties de l'avion comme le nez ou les réacteurs possèdent des segments de longueur plus petite. Le rapport L/a n'est donc pas constant et il faut donc éviter de prendre des valeurs trop grandes du diamètre. Si des valeurs trop petites de ce dernier sont utilisées, la représentation de la surface par un maillage filaire sera alors moins bonne. La comparaison à des mesures a montré que la courbe avec un diamètre de 0,1 m était la plus concordante. La détermination du diamètre est réalisée par le regroupement des différents travaux sur le sujet [37][38][40] et reste encore empirique.

4.3.2.1. Influence des différents éléments constituant l'avion

Les différents éléments constituant la cible contribuent à la SER globale de cette dernière. Leur importance va varier en fonction de la fréquence. Certains éléments s'avèrent indispensables tandis que d'autres ont une contribution parfois négligeable. La figure suivante montre la contribution des différents éléments à la SER globale.



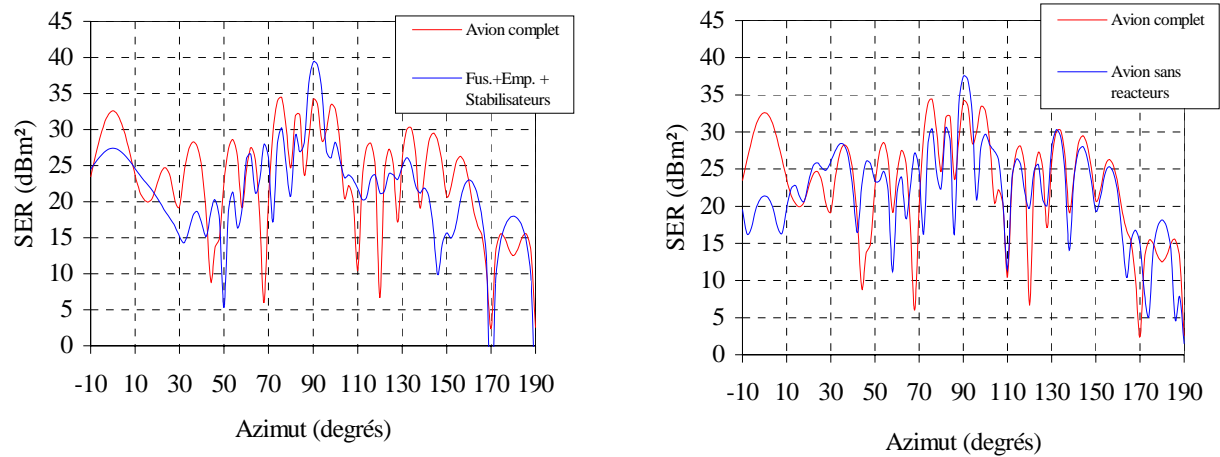


FIG. 4.5 - Influence des différents éléments de la cible – Simulations à 20 MHz en polarisation HH.

Les simulations ont été réalisées à la fréquence de 20 MHz en polarisation horizontale. Le fuselage apporte la contribution majeure à la SER de la cible. Pour des angles azimutaux situés autour du nez et de la queue de l'avion, la SER apportée par les ailes et les stabilisateurs modifie sensiblement la SER totale. Il en est de même pour l'empennage lorsque l'on se situe autour de 70°. Ceci met en évidence la nécessité d'introduire l'ensemble des éléments de l'avion pour une bonne modélisation dans cette bande de fréquence.

4.3.2.1. Exemple de simulation

Une fois la structure correctement modélisée, il est possible de déterminer la SER du Boeing 747-200 quel que soit le site ou l'azimut considéré. Les simulations sont réalisées dans une configuration monostatique, c'est-à-dire que si on considère une structure excitée par une onde plane incidente à polarisation linéaire (horizontale H ou verticale V), émise d'un point A, l'observation de l'onde réfléchie se fera en ce même point.

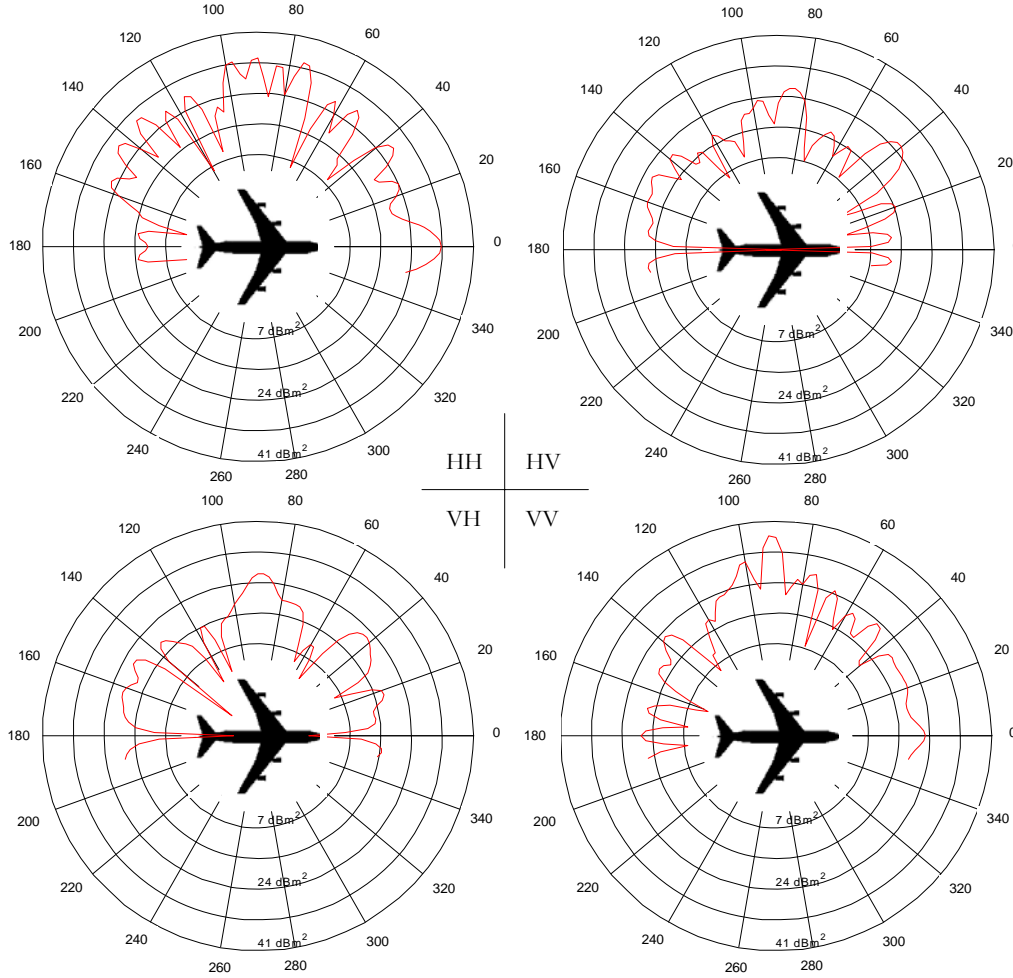


FIG. 4.6 - SER du Boeing en fonction de l'azimut pour un site de 0°, à la fréquence de 20 MHz.

Dans le cas d'une structure dépolarisante, on peut définir une matrice de polarisation S :

$$S = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

Les termes S_{HH} et S_{VV} sont les termes dits de co-polarisation, tandis que S_{HV} et S_{VH} sont les termes dits de polarisation croisée. Pour une structure parfaitement conductrice et dans le cas d'un radar monostatique, les termes croisés sont considérés égaux [8], soit :

$$S_{HV} = S_{VH} \quad (4-9)$$

La figure 4.6 représente la SER du Boeing 747-200 en fonction de l'azimut pour un site de 0°. Les simulations ont été effectuées à la fréquence de 20 MHz.

Si l'on considère ces simulations, les termes croisés présentent des variations similaires en fonction de l'azimut, mais ils ne sont pas rigoureusement identiques. Une des raisons est liée aux procédures du logiciel NEC2 et aux différentes fonctions de base utilisées. Ces dernières ne garantissent pas la réciprocité et introduisent des asymétries dans la matrice [36].

4.4. Évaluation de la modélisation

La définition de la structure a été, dans un premier temps, basée principalement sur la fidélité de la modélisation par rapport à la structure originelle. Afin d'obtenir de bons résultats il est nécessaire de comparer ces derniers avec des mesures. Cela permet alors d'affiner le modèle pour qu'il représente au mieux la réalité. Dans le cadre du projet

MOSAR, l'ONERA a effectué des mesures en chambre anéchoïde sur une maquette à échelle réduite de Boeing 747-200. Ces données ont permis, en effectuant des simulations dans les mêmes configurations, d'estimer la validité de la représentation numérique.

4.4.1. Présentation des expérimentations de l'ONERA

Les mesures réalisées par l'ONERA ont été effectuées avec une maquette de Boeing 747-200 à l'échelle $1/100^{\text{ème}}$ [41]. L'utilisation d'un Boeing à l'échelle réelle étant impossible en chambre anéchoïde, un facteur d'échelle a été utilisé. La gamme de fréquence a donc été ramenée entre 2 et 8 GHz. La cible est entièrement métallique et considérée en vol, c'est-à-dire avec le train d'atterrissage rentré.

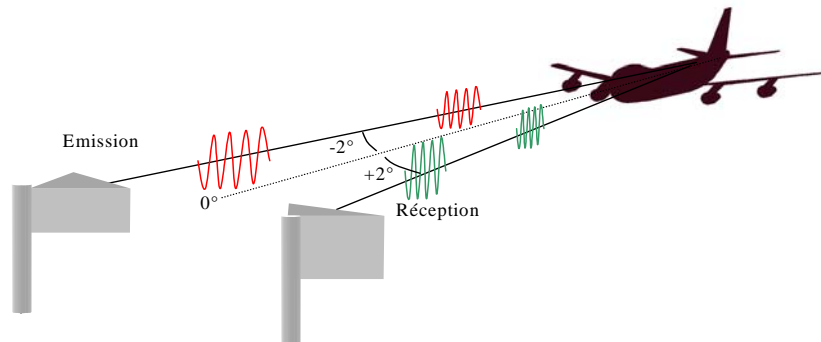


FIG. 4.7 - Principe de mesure de l'ONERA pour un azimut de 0° .

Le système de mesure, représenté sur la figure 4.7, possède un angle de bistatisme de l'ordre de 4° lié à la délocalisation des antennes d'émission et de réception. La détermination de l'angle d'azimut est réalisée en prenant la bissectrice du secteur angulaire créé par l'angle de bistatisme. Ces conditions ont été assimilées à des mesures faites en situation quasi-monostatique.

Les résultats obtenus sont fournis sous la forme d'hogrammes polarimétriques étalonnés, pour deux angles d'inclinaison de l'avion 0° et 30° et pour une gamme de fréquence allant de 2 à 8 GHz, ce qui correspond à des fréquences comprises entre 20 et 80 MHz à l'échelle 1. Ces hogrammes fournissent le coefficient de rétrodiffusion complexe étalonné R en fonction de la fréquence d'émission, de l'angle de gisement et de la polarisation. L'amplitude de la SER est égale au carré du module du coefficient de rétrodiffusion étalonné. Le découplage entre les différentes voies de mesure est de l'ordre de 25 dB. Ainsi, les niveaux de signatures radars mesurés en polarisation croisée deviennent non significatifs dès lors que ces derniers sont inférieurs de plus de 25 dB aux niveaux des polarisations principales. Le site 30° mesuré par l'ONERA ne correspond pas à un site d'observation radar. En effet, lors des mesures, la maquette a été inclinée de 30° et le balayage azimutal a été réalisé dans le plan horizontal. Pour une observation de la cible en vue de face la cible est éclairée par le dessous, mais en vue arrière cette dernière est éclairée par le dessus. Cette situation est peu probable dans le cas d'avions moyen-courriers observés par le radar, aussi, le site de 0° a été principalement utilisé pour les différentes comparaisons avec les simulations.

4.4.2. Comparaisons azimutales

Une des premières simulations réalisées concerne la représentation azimutale. Elle permet d'évaluer la modélisation de l'ensemble de l'avion. Les figures 4.8 et 4.9 présentent la comparaison entre les mesures de l'ONERA et les simulations issues de NEC pour les fréquences 20 MHz et 50 MHz. Le balayage azimutal a été effectué entre -10° et $+190^\circ$ par pas de 2° .

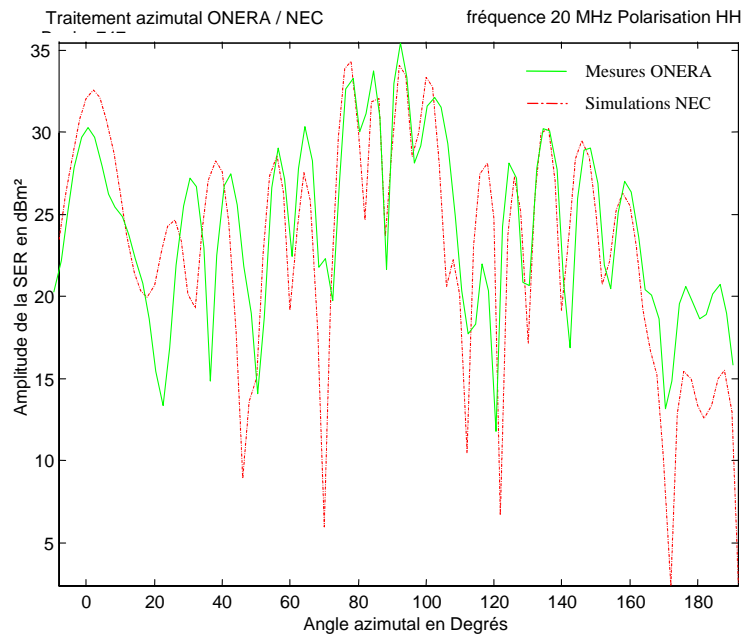


FIG. 4.8 - Comparaison azimutale à la fréquence de 20 MHz en polarisation horizontale.

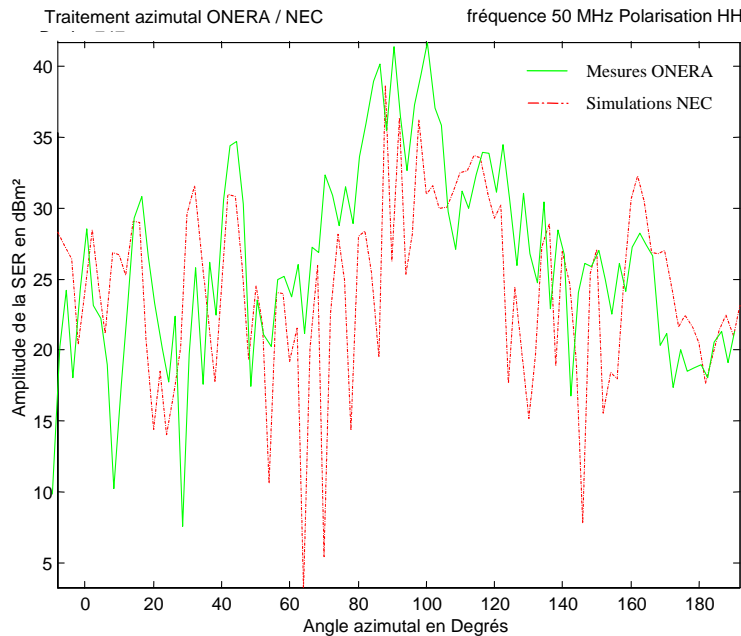


FIG. 4.9 - Comparaison azimutale à la fréquence de 50 MHz en polarisation horizontale.

L'avion est éclairé pour une élévation de 0° . L'azimut 0° correspond au nez du Boeing et 180° à l'arrière. Les données de l'ONERA ont été ramenées dans la bande de fréquence réellement utilisée par le système MOSAR, c'est-à-dire 20-80 MHz. La SER mesurée est donc multipliée par un facteur d'échelle 10 000.

Les simulations présentent une bonne concordance avec les mesures de l'ONERA. A la fréquence de 20 MHz (figure 4.8), les courbes sont même très similaires. Les illuminations de la cible pour des angles correspondant au nez ou vers l'arrière de l'avion apportent quelques différences. Les fluctuations de la SER restent identiques, mais des différences de niveaux apparaissent. Pour ces éclairages, la contribution des éléments autre que le fuselage, à la SER totale de la cible, devient importante. Aussi, les imprécisions de modélisation vont accentuer les différences entre les simulations et les mesures.

Ce phénomène est encore plus significatif lorsque l'on observe la figure 4.9. La simulation a été réalisée à la fréquence de 50 MHz. Bien que l'on observe une bonne similitude entre la simulation et les mesures, les fluctuations et les niveaux ne sont plus aussi concordants que dans le cas précédent. Ces différences sont liées à plusieurs facteurs. Pour les fréquences plus élevées, la notion de point brillant apparaît et nécessite une modélisation encore plus précise. De plus,

le déplacement angulaire en azimut étant de l'ordre du degré (2° pour les simulations), il ne tient pas compte des variations possibles de la SER entre deux mesures angulaires.

4.4.3. Comparaisons fréquentielles

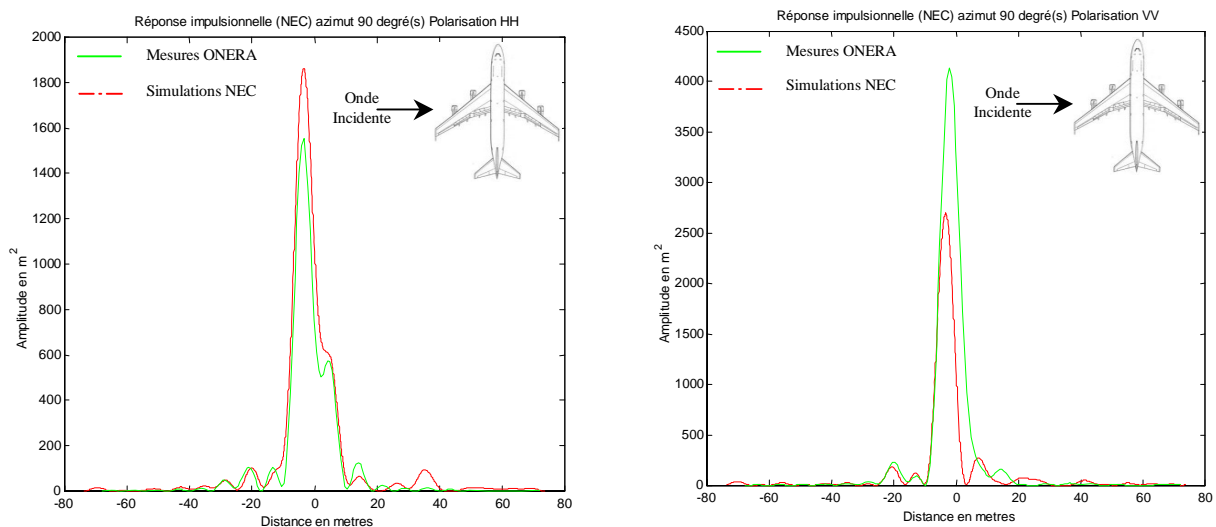
Deux représentations des signatures radars peuvent être utilisées pour caractériser la réponse de la cible : la réponse impulsionnelle et l'holographie radar. Ces dernières permettent de connaître le comportement des cibles pour une bande de fréquence déterminée. Dans les deux cas, l'image de la cible est reliée au coefficient de rétrodiffusion par la transformée de Fourier.

4.4.3.1. La réponse impulsionnelle

La réponse impulsionnelle de la cible est la réponse de cette dernière à une impulsion. Elle correspond à la transformée de Fourier de la réponse en fréquence de la cible pour un angle d'observation donné (la cible étant considérée comme un système linéaire).

En réalité, la cible n'est observée que sur une bande de fréquence déterminée, la réponse impulsionnelle est donc la réponse de la cible sur cette bande de fréquence. On obtient alors la réponse impulsionnelle de celle-ci en effectuant une transformée de Fourier sur le coefficient de rétrodiffusion. L'image obtenue est la réponse en profondeur de la cible à un facteur $c/2$ près, avec c , la célérité de la lumière. En effet, la cible étant observée sur une bande de fréquence limitée Δf , la réponse impulsionnelle possède une résolution en distance de $c/(2\Delta f)$.

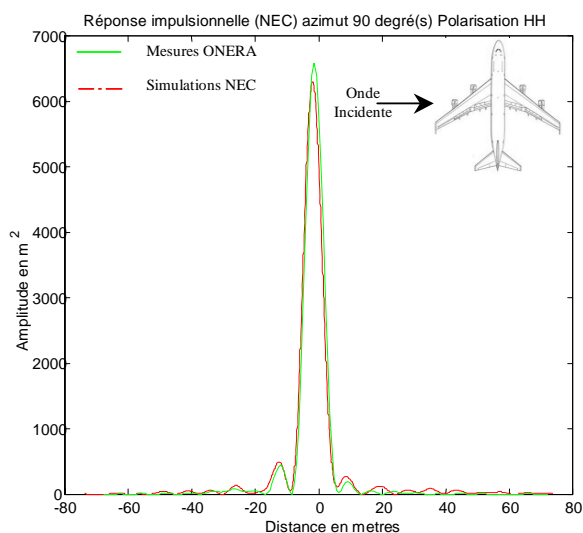
Pour les mesures de l'ONERA, les bandes de fréquences utilisées sont respectivement 20-40 MHz et 40-60 MHz. Dans les deux cas, on obtient une largeur de bande en fréquence Δf égale à 20 MHz. Il est à noter que les mesures fournies par l'ONERA se composent de deux fichiers, aussi les bandes 20-40 MHz et 40-60 MHz sont situées dans des fichiers différents. Pour les comparaisons entre les simulations et les mesures, les bandes ont été utilisées séparément.



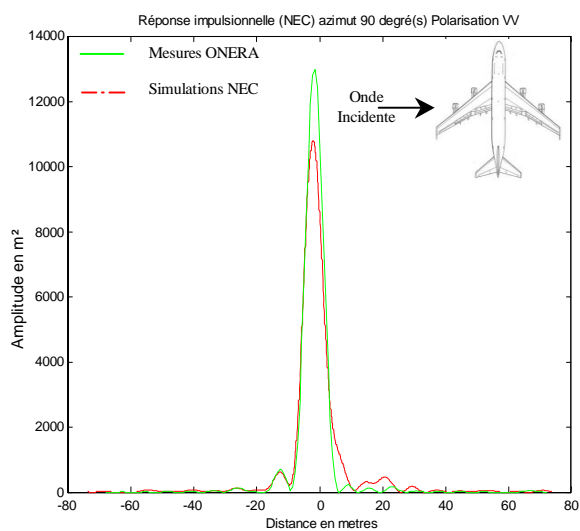
A) Réponses impulsionnelles en polarisation HH.

B) Réponses impulsionnelles en polarisation VV.

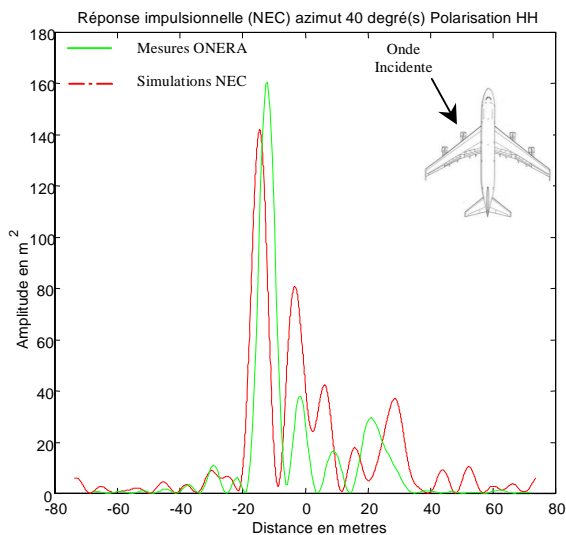
FIG. 4.10 - Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de 90° , dans la bande de fréquence 20-40 MHz.



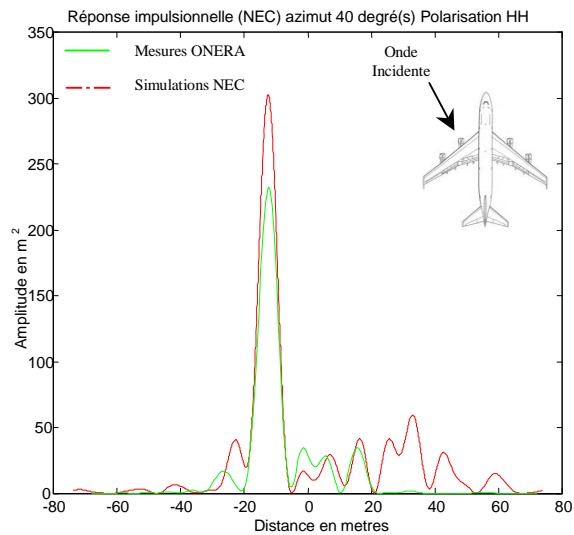
A) Réponses impulsionnelles en polarisation HH.



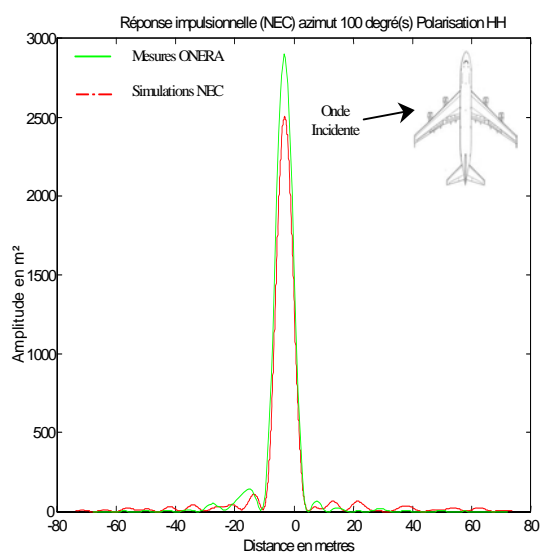
B) Réponses impulsionnelles en polarisation VV.

FIG. 4.11 - Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de 90° , dans la bande de fréquence 40-60 MHz.

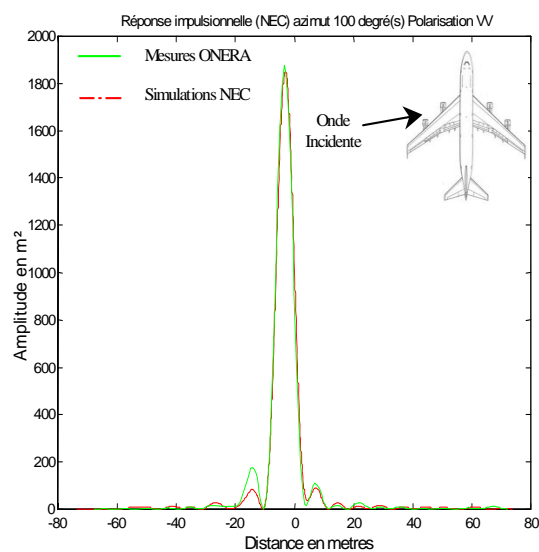
A) Bande de fréquence 20-40 MHz.



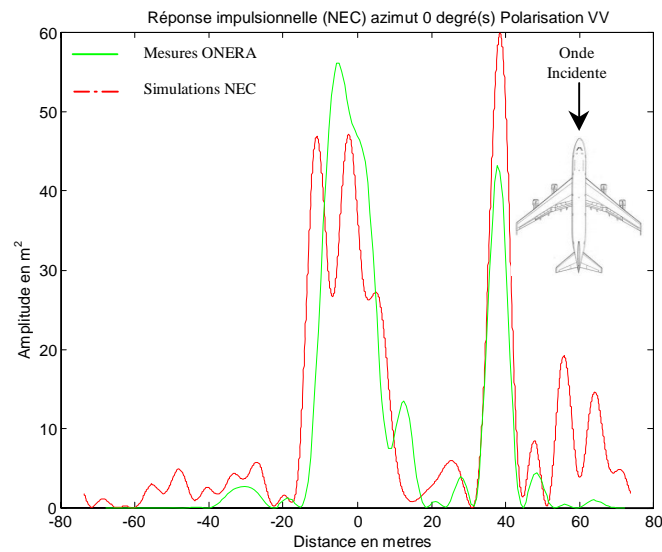
B) Bande de fréquence 40-60 MHz.

FIG. 4.12 - Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de 40° en polarisation HH.

A) Polarisation HH.



B) Polarisation VV.

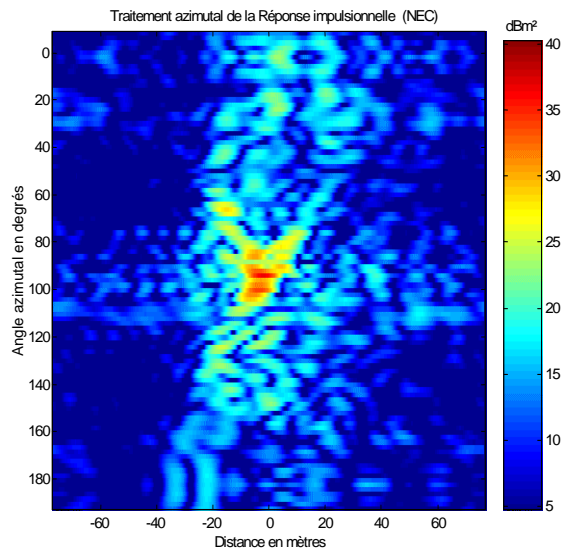
FIG. 4.13 - Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de 100° dans la bande 20-40 MHz.FIG. 4.14 - Comparaisons des R.I. synthétisées pour un azimut de 0° dans la bande 20-40 MHz.

Les différentes figures ci-dessus présentent la comparaison des réponses impulsionnelles synthétisées à partir des simulations et celles obtenues avec les mesures. Les comparaisons ont été réalisées pour plusieurs angles d'éclairement. La largeur de bande étant identique pour les deux bandes de fréquence et égale à 20 MHz, la résolution en distance est de 7,5 mètres.

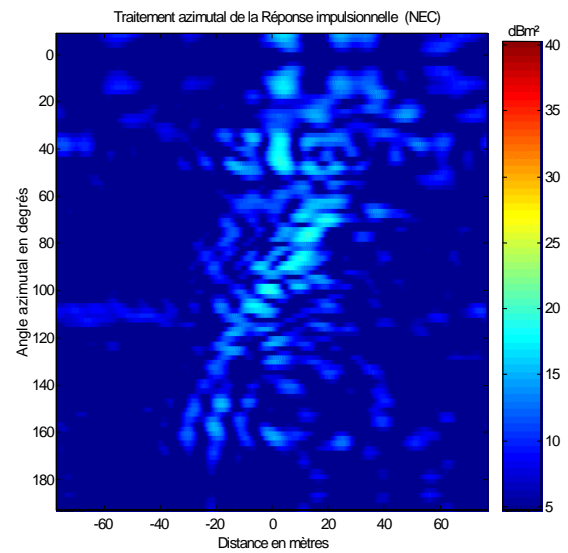
Dans l'ensemble, les simulations présentent une bonne concordance avec les mesures. Pour une illumination de la cible à 90° (figure 4.10, figure 4.11), un pic apparaît autour de zéro mètre, qui correspond au fuselage de l'avion. Quelques différences d'amplitude sont observées mais les courbes simulées sont très proches des mesures. Il en est de même pour un azimut de 100° (figure 4.13), où les courbes sont presque confondues. Pour ces angles de visée, l'amplitude de la réponse impulsionnelle de la cible est relativement élevée, plusieurs milliers de mètres carrés. Lorsque l'avion est éclairé avec un angle de visée plus faible comme 40° ou 0° , l'amplitude diminue fortement. Les parties de l'avion qui contribuent à la SER sont différentes. Pour un azimut de 40° (figure 4.12), le pic correspond aux réacteurs de l'avion, quant à l'azimut de 0° , on a principalement les réacteurs et l'empennage de ce dernier.

Ces dernières figures, c'est-à-dire pour les azimuts 0° et 40° , montrent une moins bonne concordance entre les simulations et les mesures. On voit en particulier que les éléments qui interviennent dans la SER sont plus nombreux et demandent une bonne modélisation générale de l'avion. La prise en compte de l'ensemble des éléments constituant l'avion est nécessaire pour ces bandes de fréquence.

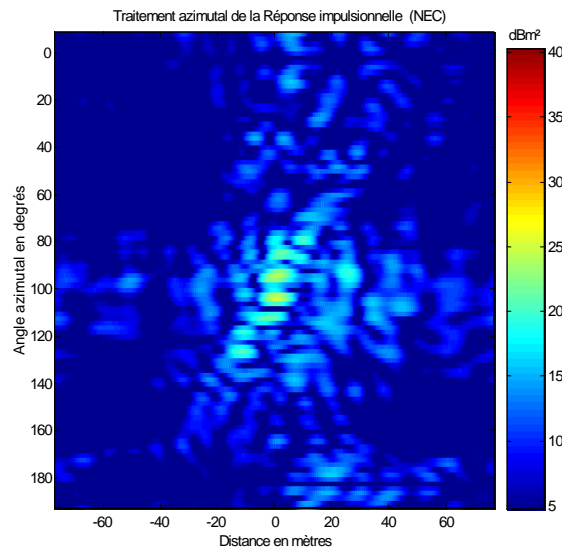
Les deux figures suivantes représentent l'ensemble des réponses impulsionnelles dans la bande 20-40 MHz pour les simulations et les mesures.



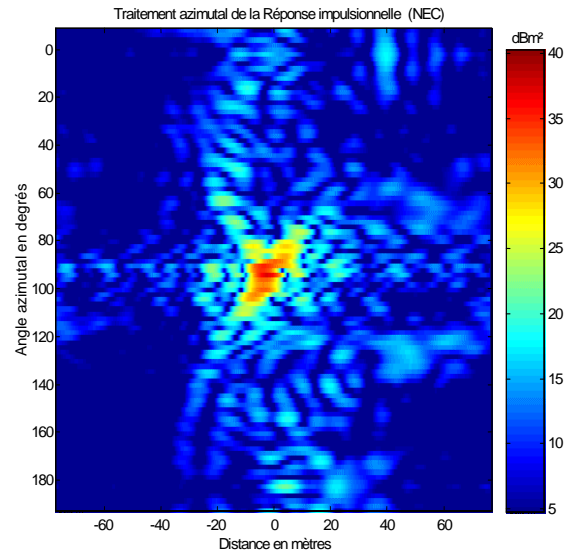
A) Bande 20-40 MHz, polarisation HH.



B) Bande 20-40 MHz, polarisation HV.



C) Bande 20-40 MHz, polarisation HV.



D) Bande 20-40 MHz, polarisation VV.

FIG. 4.15 - Réponses impulsionnelles synthétisées en fonction de l'azimut - simulations NEC.

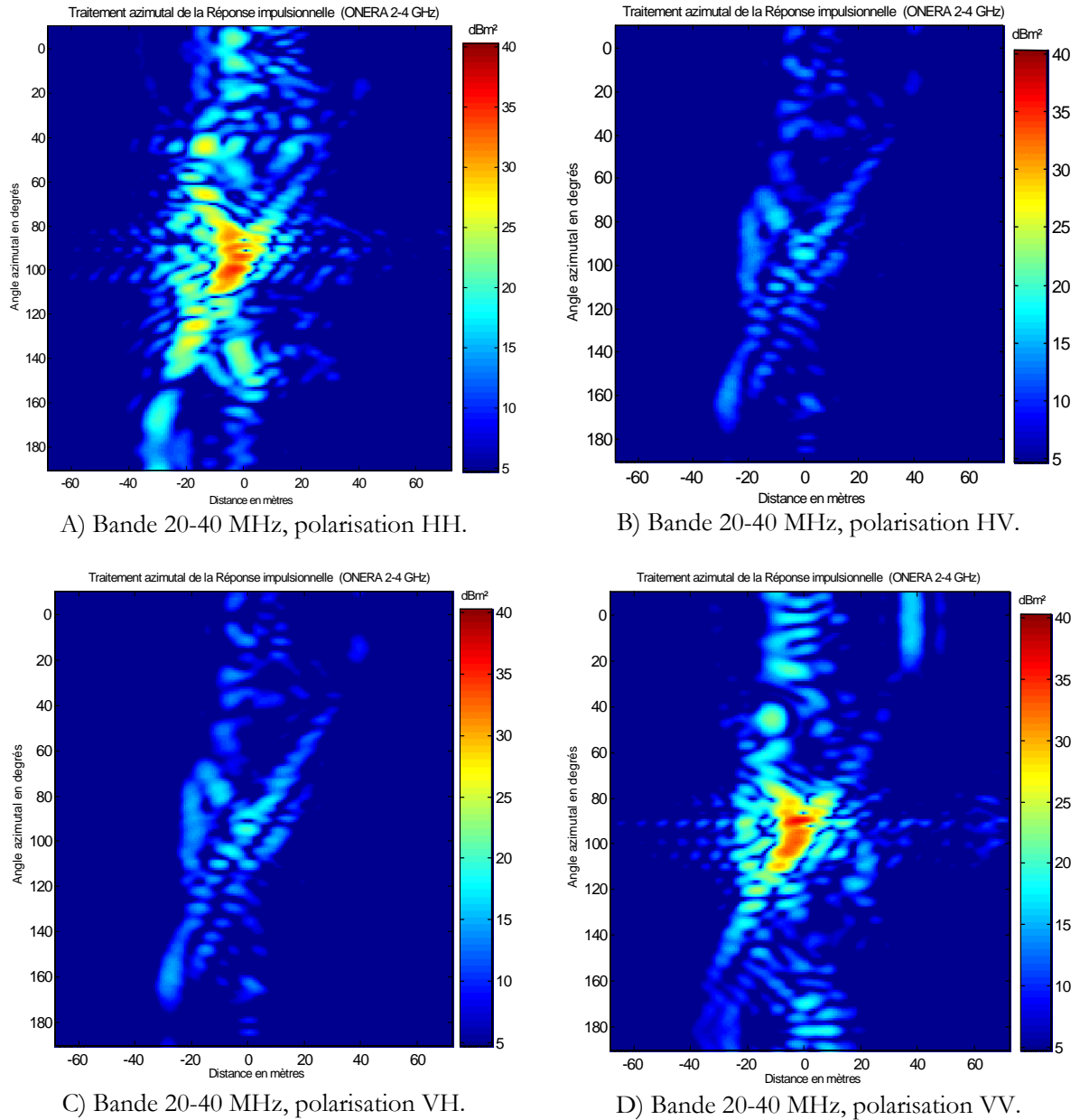


FIG. 4.16 - Réponses impulsionnelles synthétisées en fonction de l'azimut - mesures ONERA.

4.4.3.1. Holographie

4.4.3.2.1 Principe

Généralement, les images radar représentent la distribution spatiale des centres de rétrodiffusion d'une cible. En effet, vers les hautes fréquences, la cible peut être représentée par un ensemble fini de centres de rétrodiffusion indépendants appelés «points brillants». Dans ce cas, si l'on observe la cible sur un secteur angulaire et une bande de fréquence donnés, on peut écrire le coefficient de rétrodiffusion $G(f, \theta)$ de la manière suivante [7][42] :

$$G(f, \theta) = \sum_x \sum_y g(x, y) \exp\left(\frac{4\pi j}{c}(xf \sin \theta + yf \cos \theta)\right) \quad (4-10)$$

L'observation de la cible est monostatique et $g(x, y)$ représente la distribution des points brillants sur la cible avec respectivement x et y les coordonnées radiale et transversale du point considéré. L'équation précédente peut être réécrite en considérant les variables $X=2f.\sin\theta/c$ et $Y=2f.\cos\theta/c$:

$$G(f, \theta) = \sum_x \sum_y g(x, y) \exp(2j\pi(xX + yY)) \quad (4-11)$$

$G(f, \theta)$ peut être vue comme la transformée de Fourier à deux dimensions de $g(x, y)$. Il est alors possible de reconstruire l'image estimée de la distribution des points brillants de la cible par la transformée de Fourier inverse à deux dimensions de $G(f, \theta)$:

$$\hat{g}(x, y) = \sum_f \sum_\theta G(f, \theta) \exp(-2j\pi(xX + yY)) \quad (4-12)$$

A une constante près, la transformée de Fourier à deux dimensions est appliquée sur les variables x et y et inversement sur X et Y (figure 4.17).

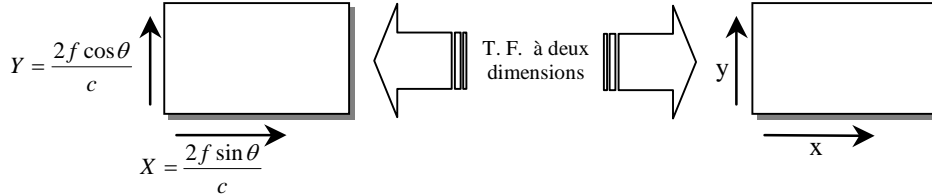


FIG. 4.17 - Domaines de transformation de Fourier.

Si on considère un secteur angulaire suffisamment petit on peut écrire :

$$\cos \theta \approx 1 \text{ et } \sin \theta \approx \theta \quad (4-13)$$

Si, de plus, les variations en fréquence et en angle sont considérées indépendantes, l'équation devient :

$$\hat{g}(x, y) = \sum_f \sum_\theta G(f, \theta) \exp(-\frac{4j\pi}{c}(f_0\theta x + fy)) \quad (4-14)$$

Dès lors, l'image de la distribution des points brillants correspond à la transformée de Fourier inverse à deux dimensions appliquée respectivement en fréquence et en angle sur le coefficient complexe de rétrodiffusion. L'image reconstruite suppose l'échantillonnage uniforme des variables X et Y , mais les données accessibles sont la fréquence f et l'angle θ , et ce sont ces dernières qui sont acquises uniformément. L'image reconstituée correspond alors à une image non focalisée [42][43]. La résolution de l'image en x et en y est :

$$\delta x = \frac{c}{2\Delta f} \quad \delta y = \frac{c}{2f_0\Delta\theta} = \frac{\lambda_0}{2\Delta\theta} \quad (4-15)$$

où Δf correspond à la largeur de bande en fréquence, f_0 , la fréquence centrale et $\Delta\theta$, le secteur angulaire d'observation.

4.4.3.2.2 Focalisation de l'image

L'échantillonnage non uniforme des données X et Y de la transformée de Fourier, implique une image non focalisée. Afin de remédier à ce problème, plusieurs solutions, plus ou moins faciles à mettre en œuvre, existent. La plus simple est d'échantillonner en X et Y plutôt qu'en fréquence et angle, mais cela est difficile à réaliser en pratique. Dès lors, afin de focaliser l'image, il est nécessaire d'effectuer la transformée de Fourier sur le domaine en coordonnées polaires (figure 4.18).

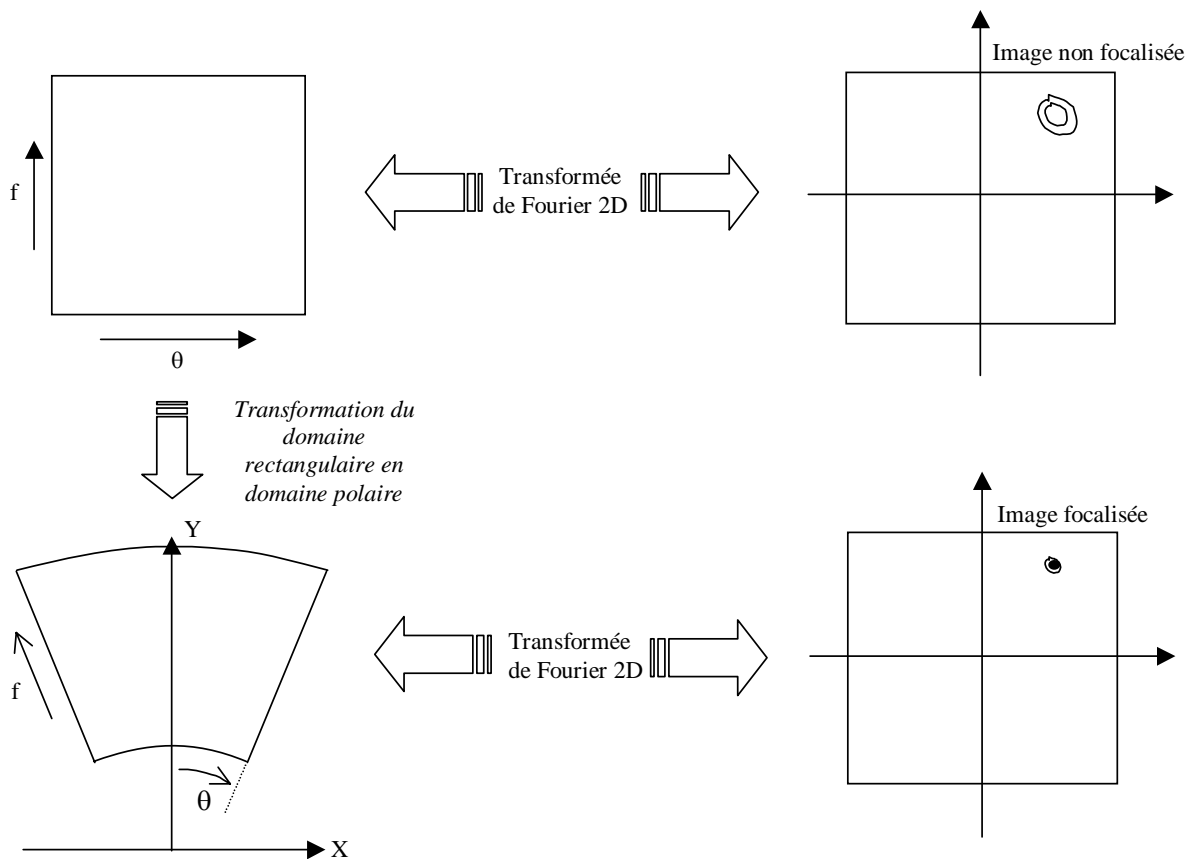


FIG. 4.18 - Principe de focalisation de l'image.

La plupart des algorithmes de la transformée de Fourier sont très performants mais ne s'appliquent qu'à un domaine rectangulaire. Afin de pouvoir appliquer ces algorithmes, pour obtenir une image focalisée, il est possible de rééchantillonner le domaine en l'interpolant à partir des échantillons connus dans un domaine polaire. Il est alors envisageable de définir un domaine rectangulaire à partir des échantillons extrapolés (figure 4.19).

Les figures 4-20 et 4-21 présentent la comparaison entre les images focalisées et non focalisées dans le cas des données de l'ONERA et des simulations issues de NEC. Dans les deux cas, la largeur de la bande de fréquence est de 20 MHz et le secteur angulaire d'observation est de 20 degrés centré autour de 90 degrés. Les résolutions en X et en Y sont pour le cas de l'image focalisée, respectivement de 21,6 mètres et 7,5 mètres.

Pour les deux situations, il est observé une meilleure localisation des points de rétrodiffusion, malgré une résolution en distance assez faible.

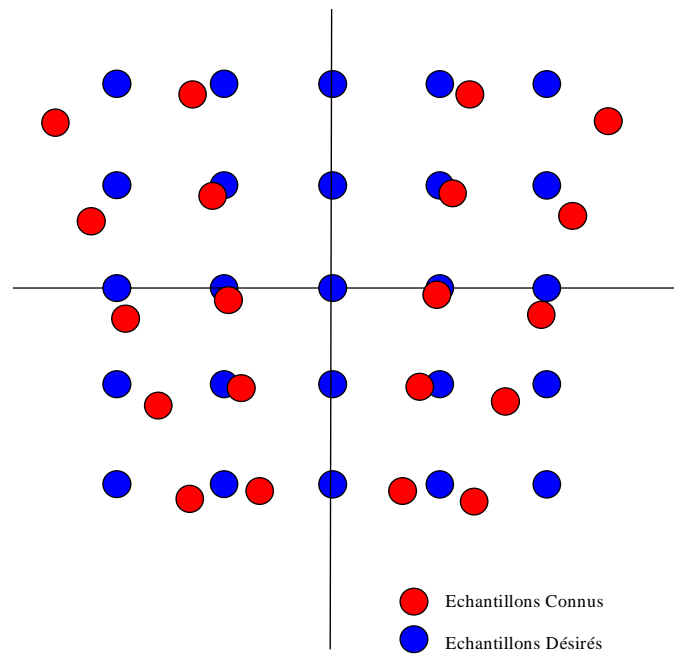
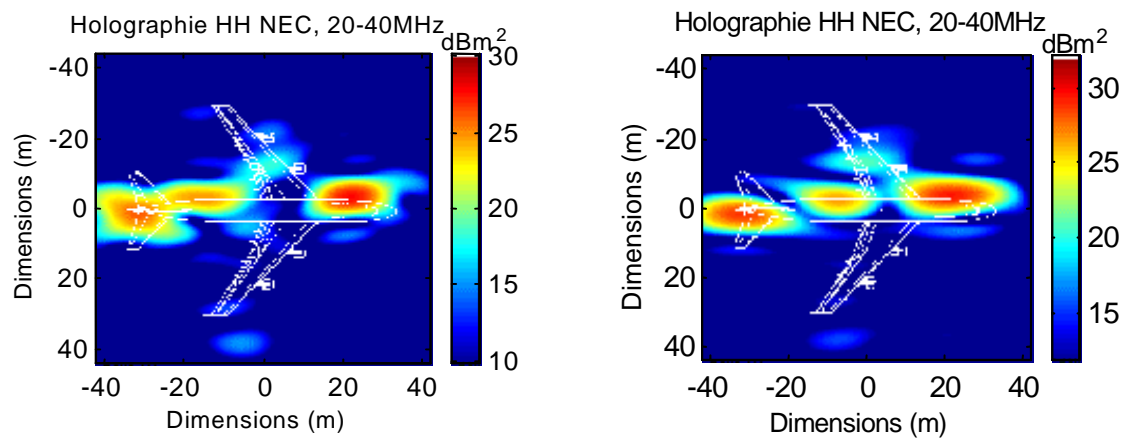


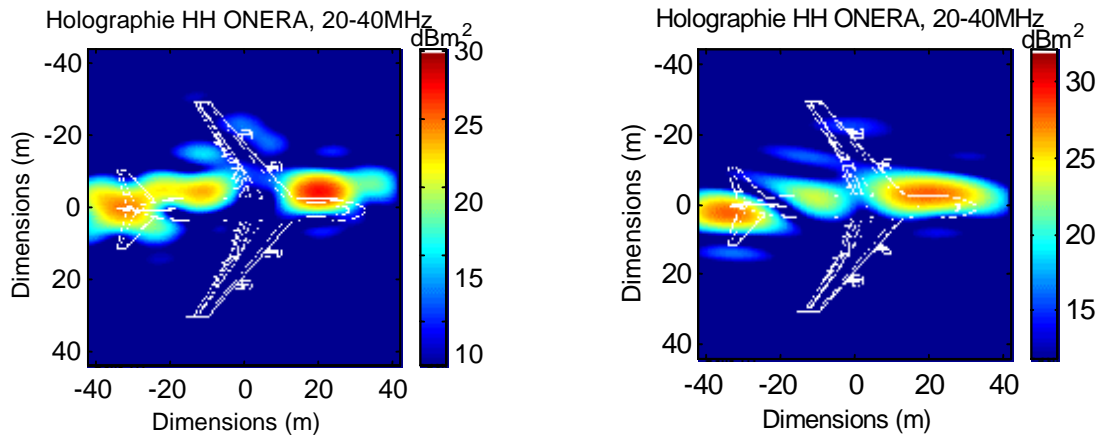
FIG. 4.19 - Extrapolation du domaine polaire en domaine rectangulaire.



A) Simulations NEC, données non focalisées.

B) Simulations NEC, données focalisées.

FIG. 4.20 - Holographie sur les données NEC dans la bande 20-40 MHz en polarisation HH.
Effet de la focalisation.



A) Mesures ONERA, données non focalisées.

B) Mesures ONERA, données focalisées.

FIG. 4.21 - Holographie sur les données ONERA dans la bande 20-40 MHz en polarisation HH.
Effet de la focalisation.

4.4.3.2.3 Comparaisons entre les simulations de NEC et les mesures de l'ONERA

Des images holographiques ont été construites à partir des simulations effectuées à l'aide du logiciel NEC2D et des mesures réalisées par l'ONERA. La cible a été illuminée sur un secteur angulaire de 20° et pour les bandes de fréquences 20-40 MHz et 40-60 MHz. Les résolutions radiales et transversales sont respectivement 21,6 mètres et 7,5 mètres pour la bande 20-40 MHz, et 10,8 mètres et 7,5 mètres pour la bande 40-60 MHz. Les images estimées sont les images focalisées de la cible. Les comparaisons sont effectuées pour un site de 0° .

L'ensemble des simulations (figures 4.22 à 4.29) présente une bonne concordance avec les mesures. Cependant, quelques différences apparaissent en fonction de l'angle de visée. Lorsque la cible est éclairée à 90° (figure 4.22 et 4.23), la SER de la cible est principalement liée au fuselage et à l'empennage. Les réacteurs et les ailes contribuent d'une manière moindre. Pour les angles de visée 60° et 0° , les réacteurs, le nez de l'avion et les ailes sont les éléments qui participent le plus à la SER (figures 4.24, 4.25, 4.26 et 4.27). Il est observé, dans ce cas, des disparités plus importantes entre les simulations et les mesures. Il est à noter que le niveau de SER est beaucoup plus faible pour ces angles que pour 90° et que les erreurs liées à la modélisation prennent de l'importance. On observe aussi une bonne concordance pour la bande de fréquence 40-60 MHz mais, pour cette bande, la notion de points brillants commence à être plus concrète. On observe, par ailleurs, que dans le cas d'une émission à polarisation verticale, la SER apportée par les réacteurs n'est pas visible, contrairement aux mesures. Ceci montre les limites du modèle en haute fréquence et notamment pour des fréquences supérieures à 60 MHz.

Un autre point de différence entre les simulations et les mesures concerne les termes croisés de la matrice de polarisation. Ces termes diffèrent sensiblement entre eux, et même avec ceux mesurés. Il est difficile d'obtenir des résultats de bonne qualité que ce soit pour les mesures ou les simulations. En effet, en ce qui concerne les mesures, il faut s'affranchir du couplage entre antennes. Dans le cas des mesures de l'ONERA, les termes croisés n'ont pas de signification dès lors qu'ils sont inférieurs de 25 dB au terme principal. Dans le cas des simulations, c'est plus délicat. Les erreurs de modélisation peuvent introduire des erreurs de calcul et, de plus, le code de calcul ne garantit pas la symétrie dans les matrices.

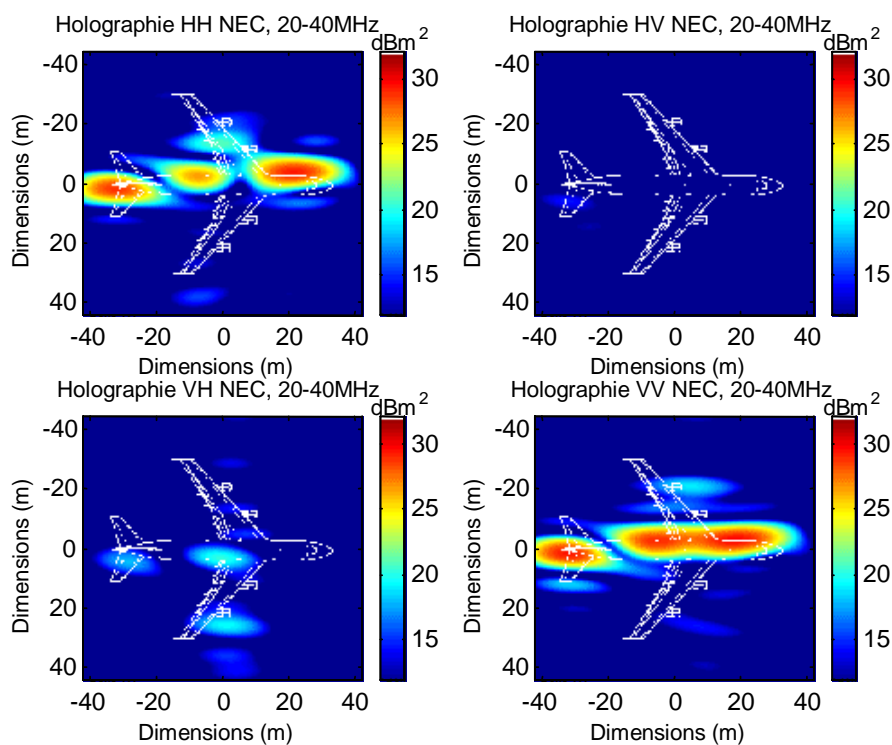


FIG. 4.22 - Holographie sur les données NEC dans la bande 20-40 MHz, éclairage autour de 90° .

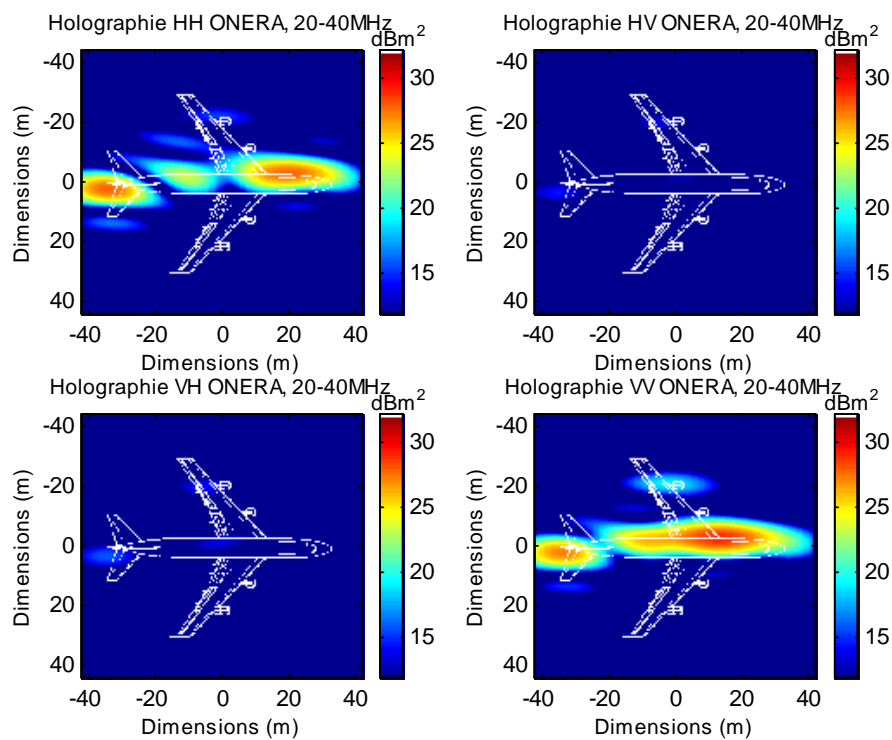
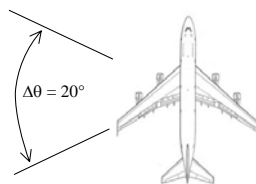


FIG. 4.23 - Holographie sur les données ONERA dans la bande 20-40 MHz, éclairage autour de 90° .

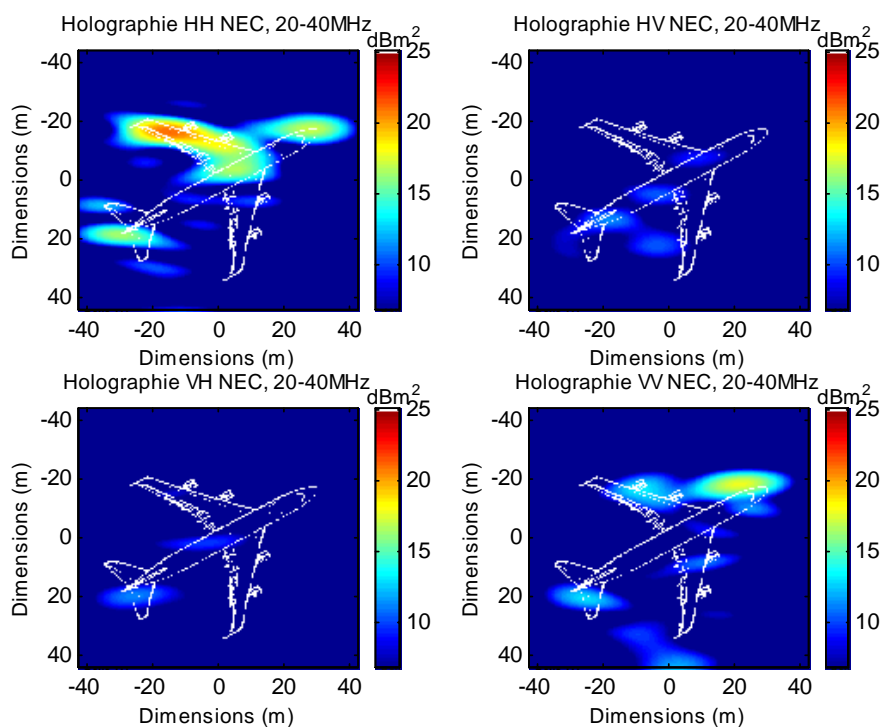


FIG. 4.24 - Holographie sur les données NEC dans la bande 20-40 MHz, éclaircissement autour de 60° .

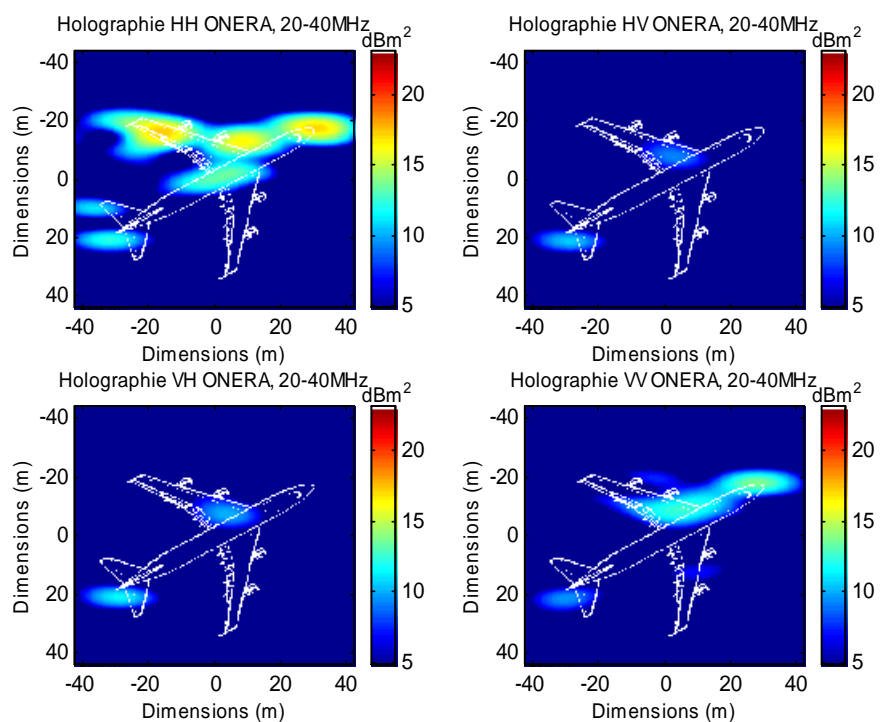
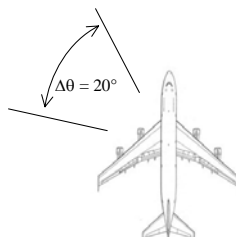


FIG. 4.25 - Holographie sur les données ONERA dans la bande 20-40 MHz, éclaircissement autour de 60° .

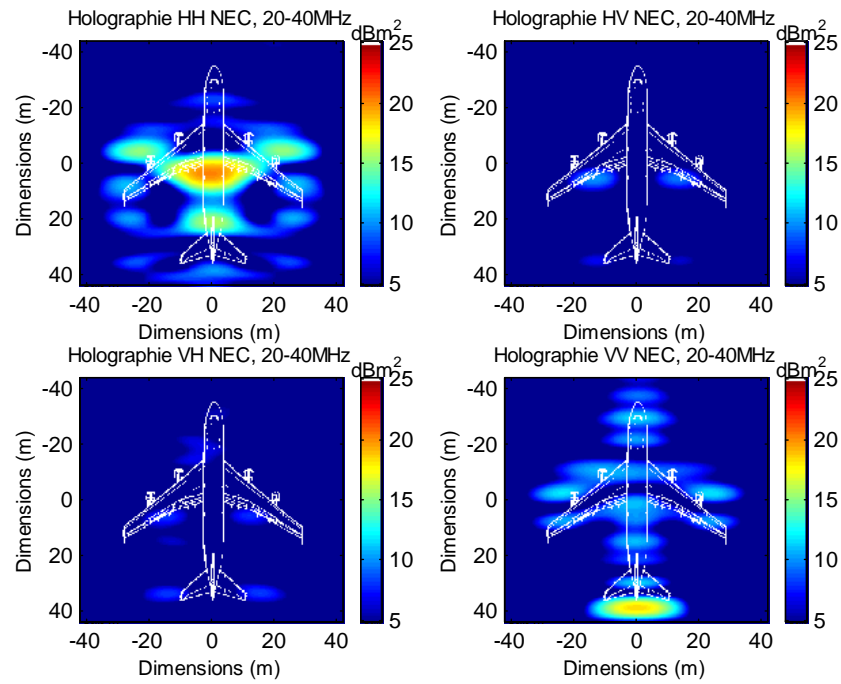


FIG. 4.26 - Holographie sur les données NEC dans la bande 20-40 MHz, éclairage autour de 0° .

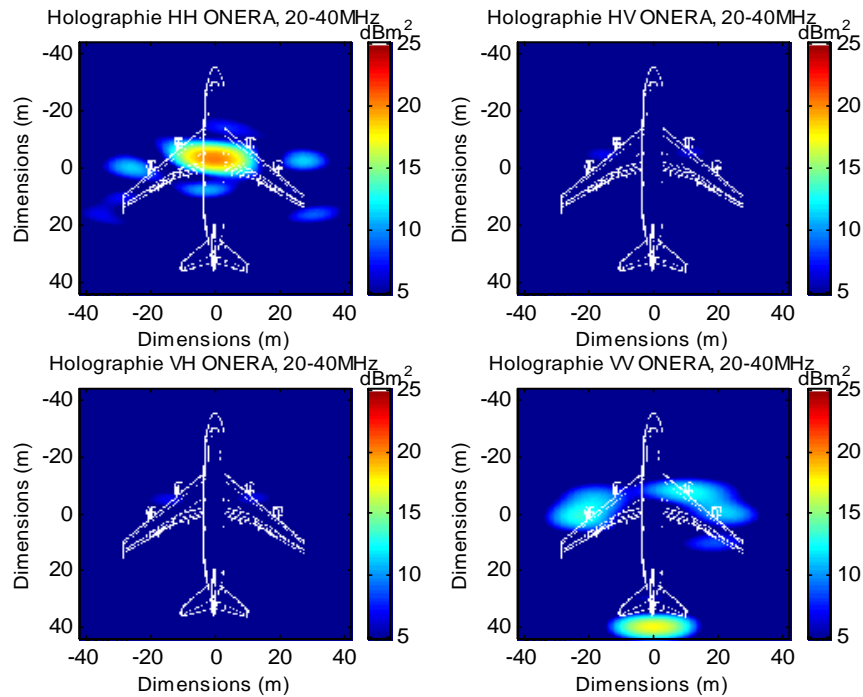
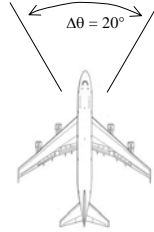


FIG. 4.27 - Holographie sur les données ONERA dans la bande 20-40 MHz, éclairage autour de 0° .

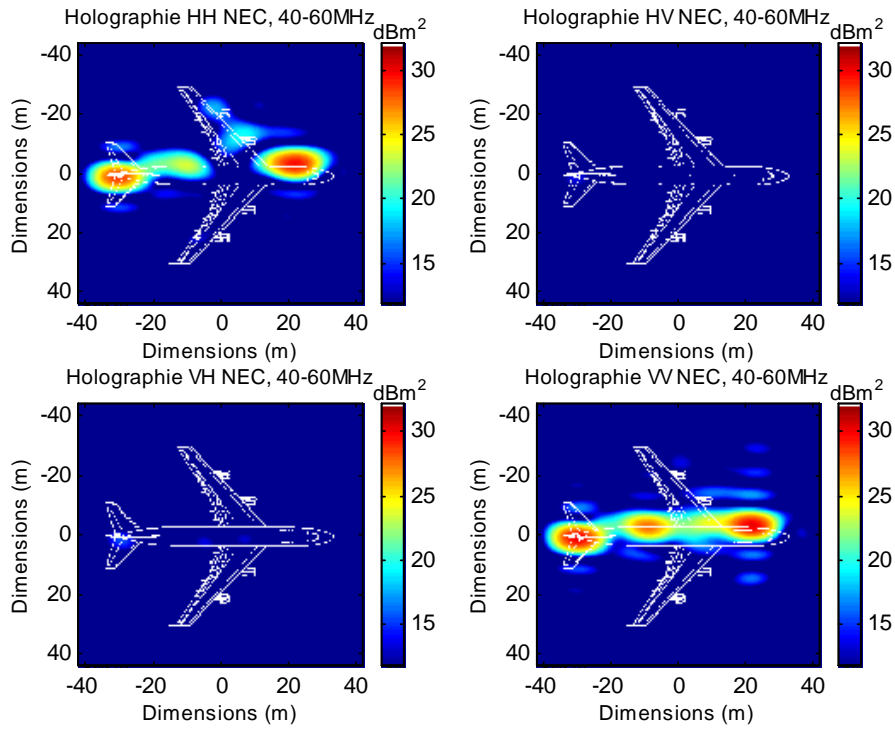


FIG. 4.28 - Holographie sur les données NEC dans la bande 40-60 MHz, éclairage autour de 90° .

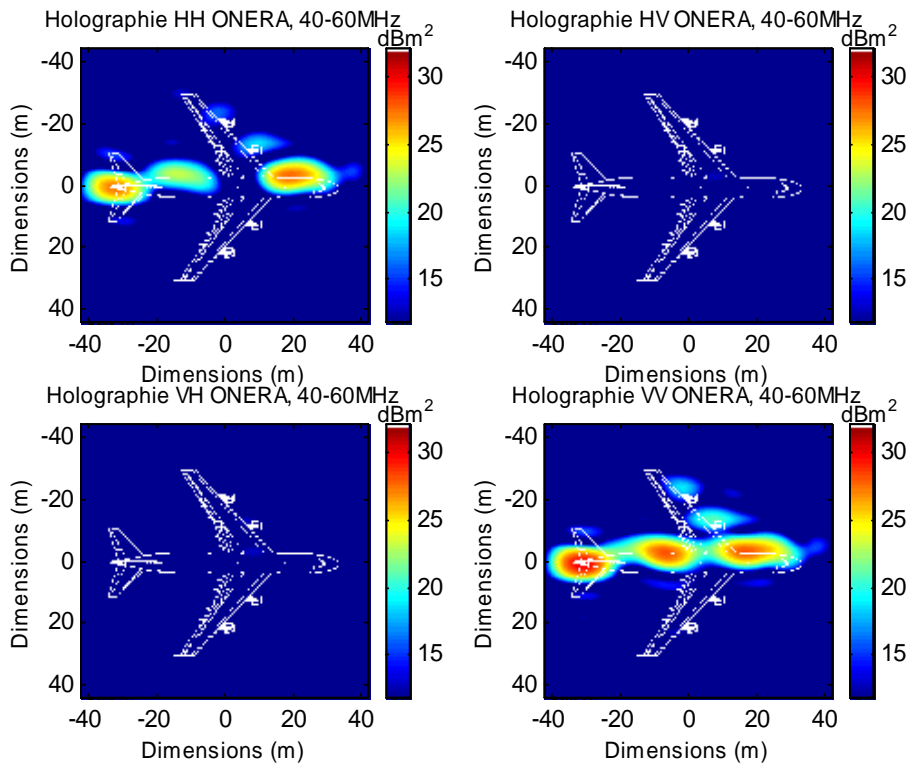
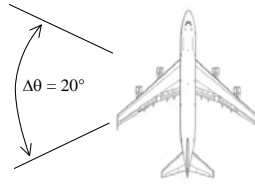


FIG. 4.29 - Holographie sur les données ONERA dans la bande 40-60 MHz, éclairage autour de 90° .

4.4.4. Conclusion

Le logiciel NEC permet la modélisation de structures complexes avec une relative bonne précision dans le cas de l'application MOSAR. La comparaison aux mesures apporte un crédit supplémentaire à ses possibilités. Il est alors possible d'envisager de connaître le comportement d'une cible selon une trajectoire réelle, c'est-à-dire pour des sites et gisements variables. D'autres avions du même type peuvent être développés de la même manière afin d'initialiser une base de données simulées.

Cependant, plusieurs précautions sont à prendre en compte. Une des premières limitations concerne la gamme de fréquence. Le modèle réalisé donne des résultats satisfaisants jusqu'à une fréquence de 60 MHz. Pour des fréquences supérieures, il est nécessaire de redéfinir le modèle, car en haute fréquence, les détails prennent de l'importance et demandent une meilleure précision de modélisation. Mais pour cela, il faut augmenter le nombre de segments. La définition du modèle sera donc un compromis entre le nombre de segments limité par les capacités du calculateur et la gamme de fréquence désirée, la seconde étant dépendante de la première.

Ensuite, il faut considérer le temps de calcul nécessaire. Pour le modèle du Boeing 747-200, le calcul pour une fréquence, un site donné, une polarisation donnée, et pour un azimuth variant de -10 à $+190^\circ$ par pas de 2° , dure 1h40 sur un Pentium II 266 MHz. La modélisation sur une bande de fréquence et sur plusieurs sites peut prendre alors plusieurs mois (environ 13 mois dans le cas du Boeing 747-200).

Enfin, la détermination des termes croisés est relativement délicate avec le logiciel NEC. Il peut donner un ordre de grandeur mais les différences entre les deux termes croisés, apportées entre autre par le code de calcul, limitent leur crédibilité.

4.5. Application à l'interprétation des expérimentations

Les résultats des campagnes de mesures réalisées avec le système MOSAR, ont montré des différences importantes entre les signatures de deux cibles de même type supposées suivre la même trajectoire. Ces différences peuvent être supérieures à 10 dB. Il est alors difficile, dans ce cas, d'évaluer la reproductibilité des signatures.

Chaque avion circulant dans l'espace aérien est soumis à des règles de navigation. Ils sont obligés de suivre des itinéraires prédéfinis avec une liberté de manœuvre relativement faible. Chaque vol doit être conduit de manière telle que les avions ne s'éloignent pas plus de 5 NM (9,260 km) des axes prédéfinis. La même distance doit être respectée entre deux avions situés sur le même niveau de vol et navigant dans la même direction.

Si l'on considère les avions observés par le système MOSAR, ceux-ci évoluent principalement dans le couloir aérien UA25 et sont situés à des niveaux de vol supérieurs à 290 (correspondant à une altitude de 29000 pieds soit 8,839 km). Deux avions, se rapprochant l'un de l'autre, ne peuvent pas être situés sur le même niveau de vol pour éviter les risques de collision. La distance qui sépare deux niveaux de vol est de 600 mètres.

Le système MOSAR n'étant pas secondé par le radar de poursuite COTAL, les cibles sont détectées avec une résolution en distance assez faible et une position approximative, car le diagramme de rayonnement des réseaux d'antennes ainsi que l'impulsion sont relativement larges. Dès lors, deux avions du même type circulant sur deux niveaux de vol différents et légèrement écartés de l'axe du couloir aérien, sembleront décrire la même trajectoire.

Il est donc important de quantifier l'influence des variations de la trajectoire sur les fluctuations de la SER. Le modèle numérique défini précédemment est capable de déterminer la SER du Boeing 747-200 quels que soient les angles de site et de gisement considérés. Nous avons donc simulé cette SER le long de trajectoires comprises dans le couloir aérien UA 25.

Avant d'aller plus loin et pour une meilleure clarté dans les explications qui suivent, il nous faut préciser les définitions des termes « trajectoire » et « route » de l'avion. On entend par route suivie par l'avion, le déplacement de celui-ci à une altitude donnée (déplacement dans le plan de l'altitude). La trajectoire, quant à elle, correspond au déplacement de l'avion dans l'espace aérien, soit dans un espace à trois dimensions.

L'ensemble des trajectoires utilisées pour les simulations sont des trajectoires réelles relevées à l'aide du radar COTAL sur des Boeing 737 navigant au-dessus de Monterfil. Pour les avions circulant dans le sens Nantes – Dinard, les trajectoires ont été mesurées les 9 novembre 1982 et 21 avril 1982 à respectivement, 14h54 et 17h09. Pour celles du sens Dinard – Nantes, elles furent relevées les 9 novembre 1982, 16 septembre 1982 et 15 juillet 1982 à respectivement 17h19, 18h04 et 17h45.

PLUSIEURS SITUATIONS SONT REPRESENTÉES AU TRAVERS DES SIMULATIONS AFIN D'ESTIMER L'IMPORTANCE DES PARAMETRES NIVEAU DE VOL ET ROUTE SUIVIE SUR LES FLUCTUATIONS DE LA SER. LEUR INFLUENCE A ÉTÉ ÉVALUÉE EN ÉTUDIANT LES CONFIGURATIONS SUIVANTES :

- deux avions de même type suivent la même route mais sur des niveaux de vol différents,
- deux avions de même type sont situés sur le même niveau de vol mais naviguent sur des routes différentes,
- deux avions de même type suivent des routes différentes sur des niveaux de vol différents.

IL EST A NOTER QUE POUR TOUTES LES SIMULATIONS, LA SER ET LA PUISSANCE AU RECEPTEUR ONT ETE DETERMINEES POUR QUATRE FREQUENCES. CES FREQUENCES ONT ETE CHOISIES EN FONCTION DES FREQUENCES EMISES LORS DES CAMPAGNES DE MESURES REALISEES AVEC LE SYSTEME MOSAR. LES FREQUENCES UTILISEES SONT 33, 42, 52 ET 60 MHz, LA FREQUENCE DE 60 MHz CORRESPONDANT A LA LIMITE DE VALIDITE DU MODELE.

POUR CALCULER LA PUISSANCE A L'ENTREE DU RECEPTEUR, LES METHODES DE SIMULATIONS DE DIAGRAMMES D'ANTENNES LOG-PERIODIQUES, DEVELOPPEES AU SEIN DU LABORATOIRE, ONT ETE UTILISEES [18][19]. IL A ALORS ETE POSSIBLE D'ESTIMER LE GAIN DES RESEAUX D'ANTENNES D'EMISSION ET DE RECEPTION QUELS QUE SOIENT LES ANGLES D'OBSERVATION.

LES FIGURES 4.31 ET 4.32 REPRESENTENT LES VARIATIONS DE SER ET DE PUISSANCE REÇUE AU NIVEAU DU RECEPTEUR POUR LE PREMIER CAS DE FIGURE DECRIT CI-DESSUS, C'EST-A-DIRE DES BOEING 747-200 SITUES SUR DES NIVEAUX DE VOL DIFFERENTS MAIS SUIVANT LA MEME ROUTE. LES PARAMETRES DE SIMULATION, LES TRAJECTOIRES AINSI QUE LES VARIATIONS EN SITE ET EN GISEMENT SONT REPRESENTES SUR LE TABLEAU 4.1 ET LA FIGURE 4.30. LES AVIONS DU TYPE BOEING 747-200 SONT DONC SITUES SUR DEUX NIVEAUX DE VOL DIFFERENTS espacés de 600 mètres, soit à des hauteurs de 10,06 km et 10,67 km.

LARGEUR COULOIR AERIEN : 12 km	DISTANCE RADAR – CIBLE : DE 20 A 50 km
NOMBRE DE MESURES : 20	
CIBLE 1 (ROUGE)	CIBLE 2 (VERTE)
MODELE : Boeing 747-200	MODELE : Boeing 747-200
SENS : Nantes - Dinard	SENS : Nantes - Dinard
ALTITUDE : 10,67 km	ALTITUDE : 10.07 km
TRAJECTOIRE (ECARTEMENT DE L'AXE DE VISEE) : 2 km (à 20 km du radar) / -4.6 km (à 50 km du radar)	TRAJECTOIRE (ECARTEMENT DE L'AXE DE VISEE) : 1.6 km (à 20 km du radar) / -5 km (à 50 km du radar)

TAB. 4.1 - Paramètres de simulation pour deux Boeing 747-200 suivant la même trajectoire

mais sur des

niveaux de vol différents.

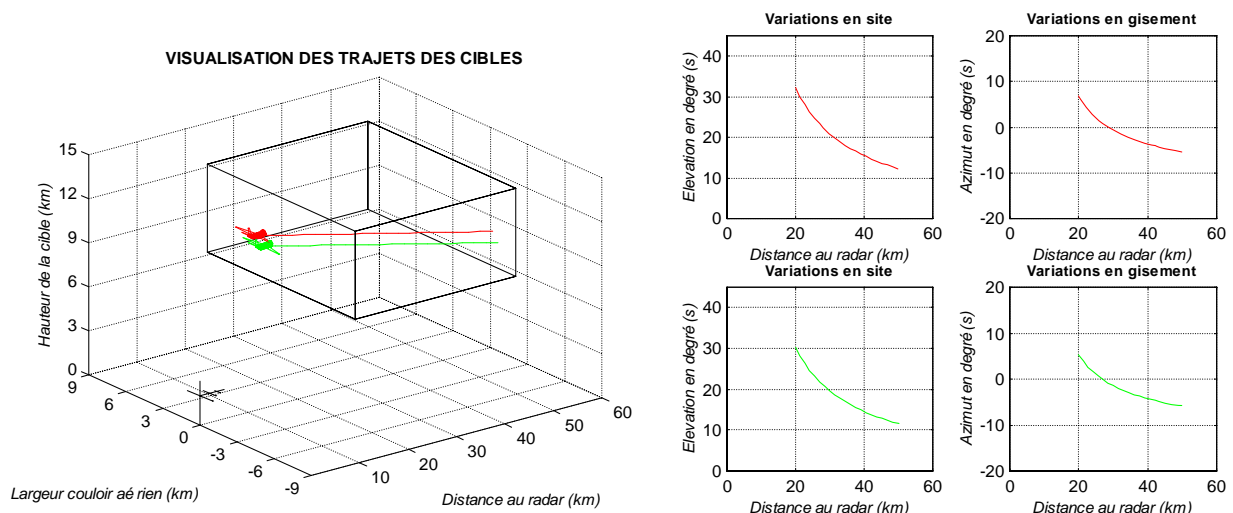


FIG. 4.30 - Variation des angles d'observation des cibles le long de leur trajectoire.

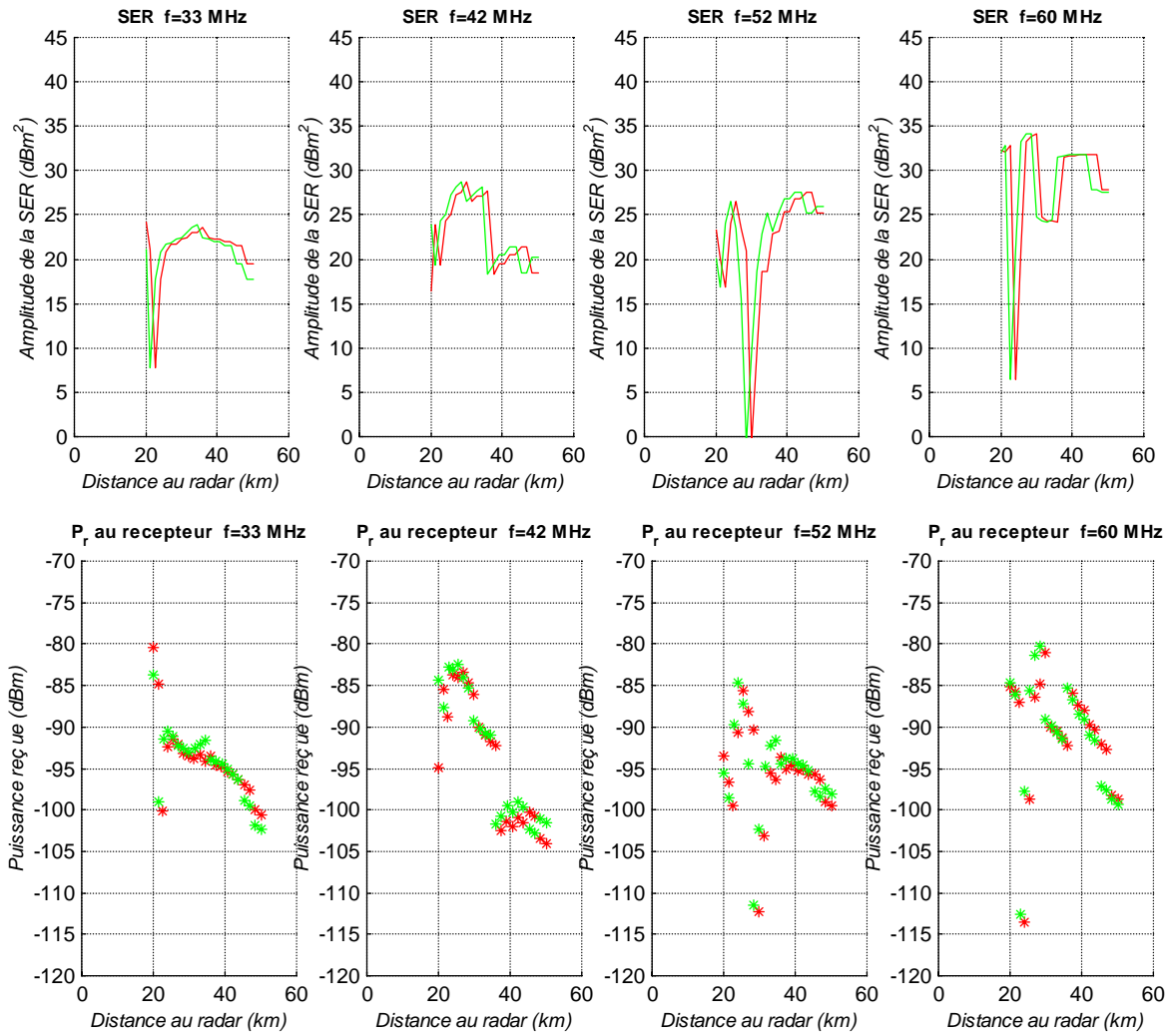


FIG. 4.31 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation horizontale.

pour les

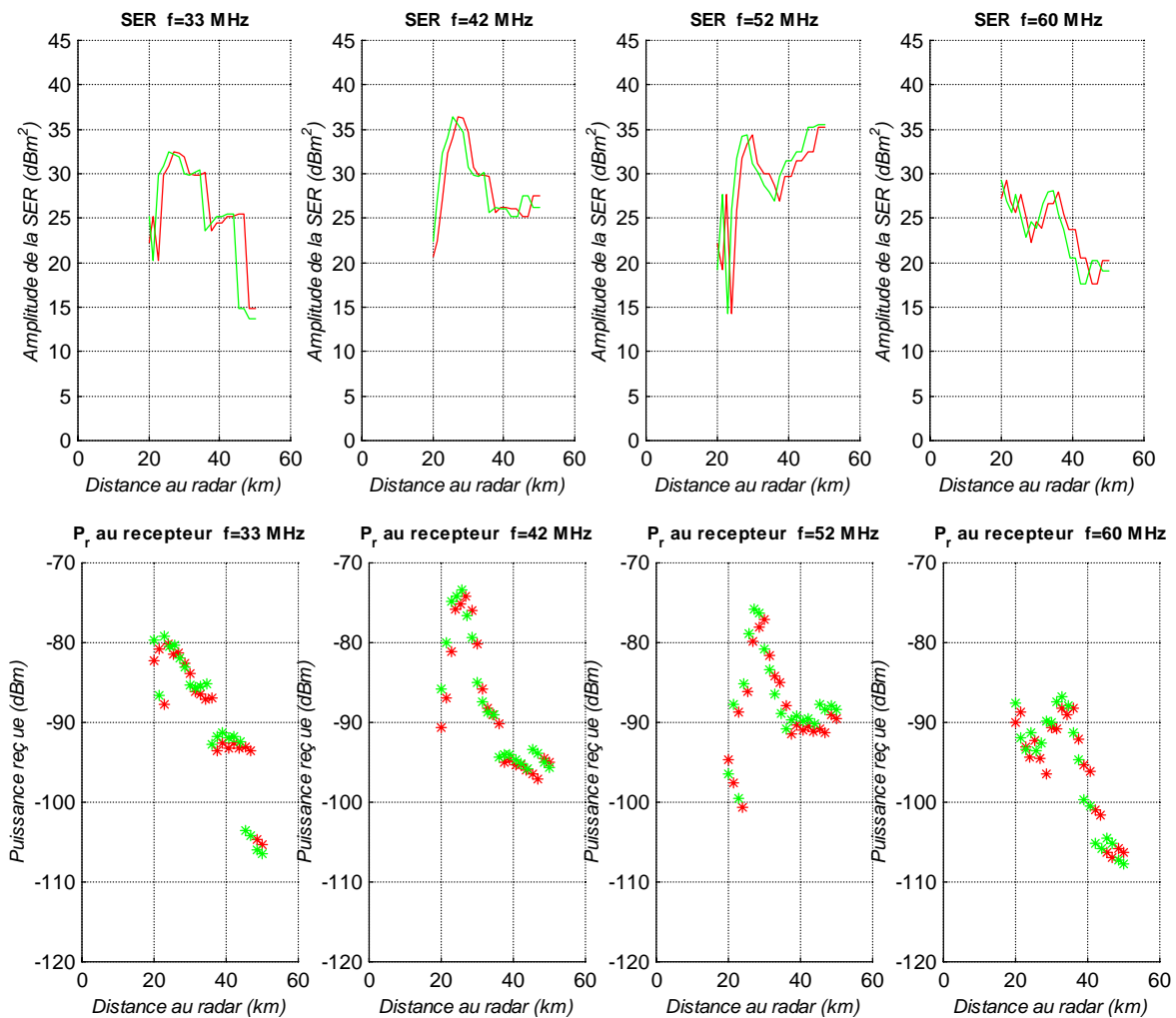


FIG. 4.32 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52 et 60 MHz, en polarisation verticale.

pour les

Ces avions suivent sensiblement la même route, les légères différences sont liées à l'utilisation de trajectoires réelles et peuvent être considérées comme négligeables. Les cibles sont observées dans les deux polarisations, horizontale et verticale. On peut remarquer sur les figure 4.31 et 4.32 que la simple différence d'altitude entre les deux trajectoires influe sur les variations de la SER. Elle se traduit par un décalage en distance de la courbe de SER de la cible 1 par rapport à la cible 2. Ceci s'explique par le fait que le paramètre qui diffère entre les deux trajectoires des cibles est la variation en site. A distance égale du radar, la cible la plus haute est observée avec un angle de site plus élevé, il faudra donc quelle soit à une plus grande distance du radar pour être vue sous le même angle. On peut faire la même observation sur les courbes de puissance à l'entrée du récepteur. Cependant, ces différences ne sont pas suffisamment significatives pour dire que les signatures sont totalement différentes, elles restent quand même similaires quelle que soit la polarisation utilisée. Par contre, ces différences s'accroissent lorsque l'écart entre les niveaux de vol augmente.

Le même type de simulation a été réalisé pour caractériser l'influence de la route suivie, sur la SER. Dans ce cas, les avions sont situés sur des niveaux de vol identiques, mais suivent des routes différentes. Trois avions de type Boeing 747-200 volant dans le sens Dinard - Nantes sont considérés, deux d'entre eux suivant des routes parallèles mais décalées l'une par rapport à l'autre, tandis que le troisième navigue le long d'une route qui croise les deux premières. Les trajectoires suivies ainsi que les conditions de simulation sont résumées respectivement sur la figure 4.33 et dans le tableau 4.2.

LARGEUR COULOIR AERIEN : 12 KM		DISTANCE RADAR – CIBLE : DE 20 A 50 KM
NOMBRE DE MESURES : 20		
CIBLE 1 (ROUGE)	CIBLE 2 (VERTE)	CIBLE 3 (BLEUE)
MODELE : BOEING 747-200	MODELE : BOEING 747-200	MODELE : Boeing 747-200
SENS : DINARD - NANTES	SENS : DINARD - NANTES	SENS : Dinard - Nantes
ALTITUDE : 10,06 KM	ALTITUDE : 10,06 KM	ALTITUDE : 10,06 km
TRAJECTOIRE (ECARTEMENT DE L'AXE DE VISEE) :	TRAJECTOIRE (ECARTEMENT DE L'AXE DE VISEE) :	TRAJECTOIRE (ECARTEMENT DE L'AXE DE VISEE) :
6 km (à 20 km du radar) -5.8 km (à 50 km du radar)	-6 km (à 20 km du radar) -4.3 km (à 50 km du radar)	-2.6 km (à 20 km du radar) -1.1 km (à 50 km du radar)

TAB. 4.2 - Paramètres de simulation pour trois Boeing 747-200 sur le même niveau de vol mais suivant des routes différentes.

mais suivant

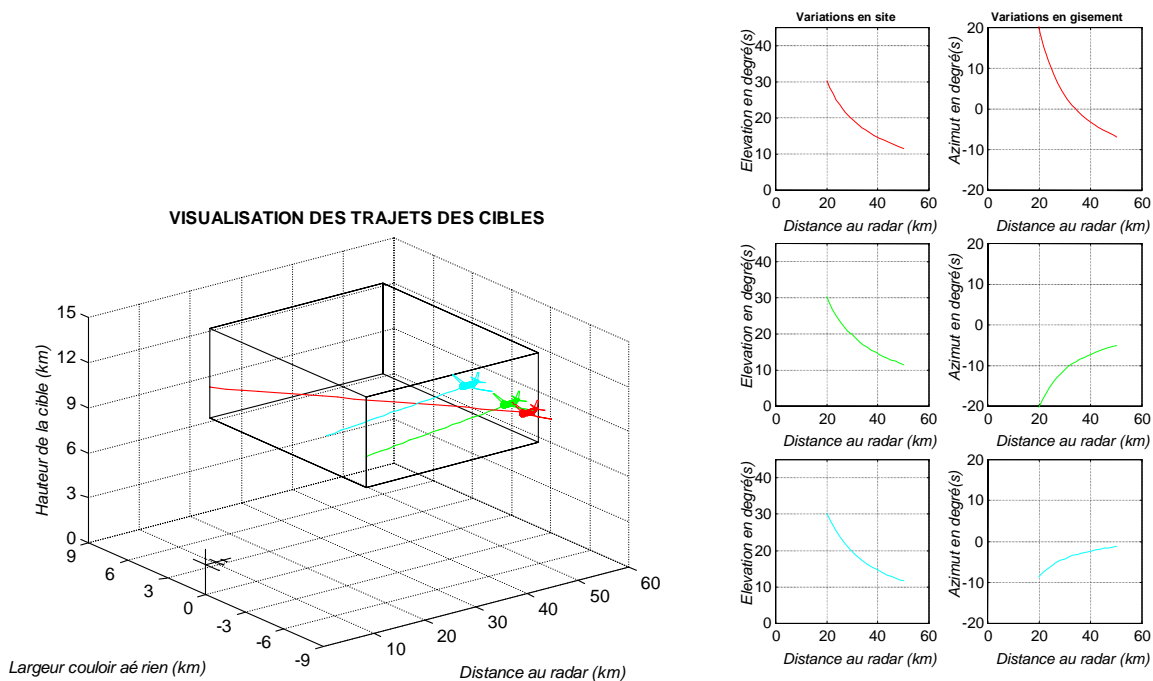


FIG. 4.33 - Variation des angles d'observation des cibles le long de leur trajectoire.

Les conditions de simulation sont identiques à la situation précédente. L'étude de la SER est réalisée pour les polarisations horizontale et verticale. Les signatures de SER des trois avions, observées sur les figures 4.34 et 4.35, possèdent des variations très différentes. Elles ne présentent pas, contrairement au cas précédent, de similarités entre elles. Dans certains cas, les différences de niveau sont supérieures à 20 dB. Ceci se traduit par des variations de puissance importantes à l'entrée du récepteur.

Dans cette configuration, l'angle d'observation qui varie est l'angle azimutal. Les avions étant situés à la même altitude, ils sont toujours observés sous le même site. Le diagramme de SER en gisement est plus fluctuant que celui en site. Ceci explique que les signatures de SER dans ce cas, diffèrent plus que dans la situation précédente. Il devient alors difficile d'associer un profil de SER à un avion lorsque l'on ne connaît qu'approximativement sa trajectoire.

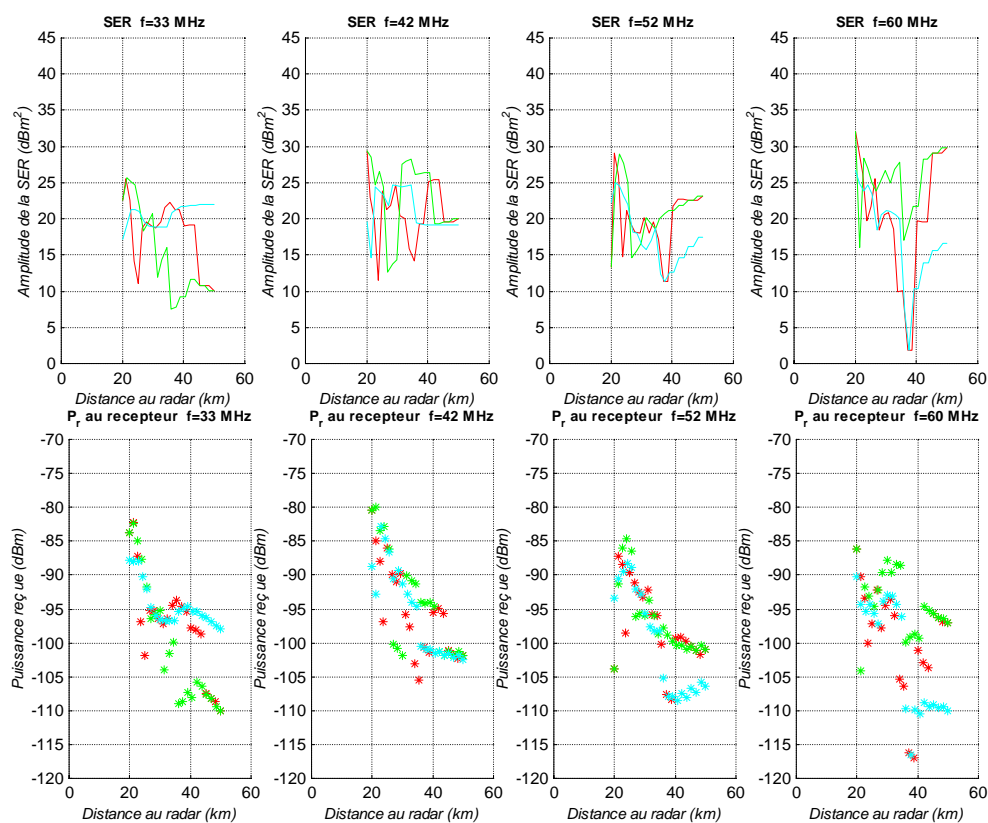


FIG. 4.34 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation horizontale.

pour les

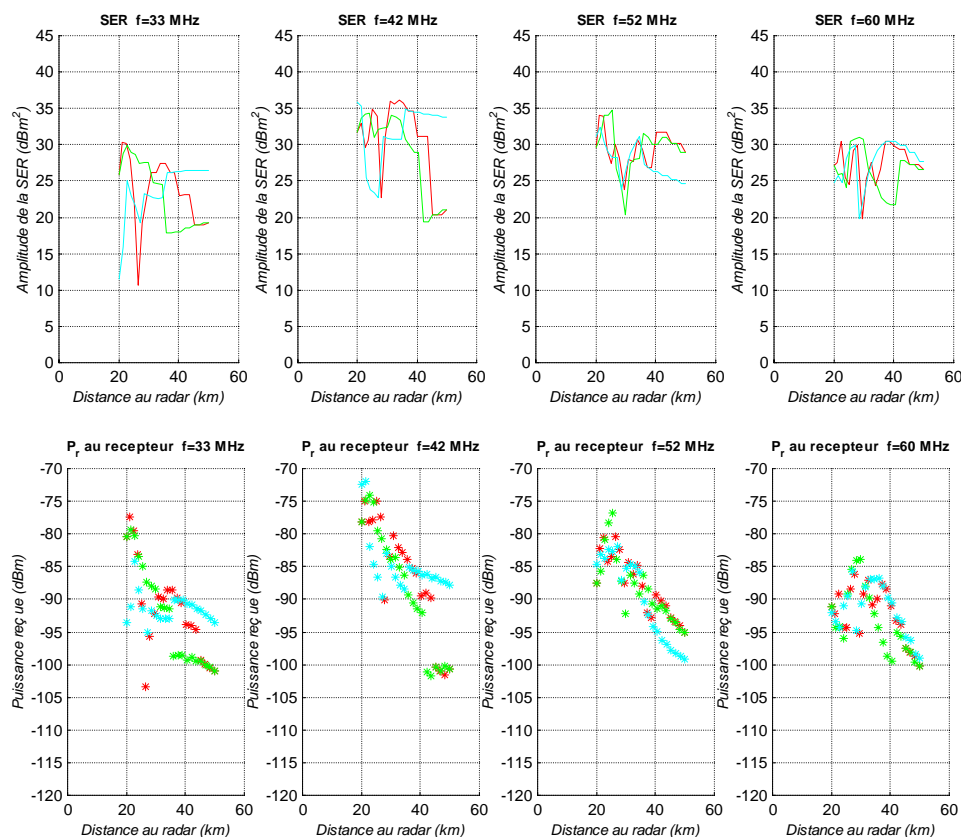


FIG. 4.35 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation verticale.

pour les

La majorité des avions risquent de circuler dans l'espace aérien selon des trajectoires différentes. La dernière situation envisagée, est certainement celle la plus couramment rencontrée. Les avions volent le long de routes et sur des niveaux de vol différents. Nous avons donc simulé deux avions situés à des altitudes espacées de 600 mètres, et suivant des routes sensiblement parallèles (mélange des deux configurations précédentes). Leur trajectoire est représentée sur la figure 4.36.

L'ensemble des résultats, présentés sur les figures 4.37 et 4.38, appuie les observations précédentes, c'est-à-dire une différence importante entre les deux signatures de SER quelle que soit la polarisation utilisée.

Ceci explique en partie les observations faites lors des campagnes de mesures, et la difficulté de trouver une reproductibilité de nos mesures pour un avion semblant passer au même endroit. Il est clair que la connaissance précise de la trajectoire des cibles est indispensable pour envisager de faire de la reconnaissance de cible, car les simulations montrent que de légères variations de trajectoire modifient fortement la signature de SER.

LARGEUR COULOIR AERIEN : 12 KM	DISTANCE RADAR – CIBLE : DE 20 A 50 KM
NOMBRE DE MESURES : 20	
CIBLE 1 (ROUGE)	CIBLE 2 (VERTE)
MODELE : BOEING 747-200	MODELE : BOEING 747-200
SENS : DINARD - NANTES	SENS : DINARD - NANTES
ALTITUDE : 10,67 KM	ALTITUDE : 10.07 KM
TRAJECTOIRE (ECARTEMENT DE L'AXE DE VISEE) : -6 KM (A 20 KM DU RADAR) / -4.3 KM (A 50 KM DU RADAR)	TRAJECTOIRE (ECARTEMENT DE L'AXE DE VISEE) : -2.6 KM (A 20 KM DU RADAR) / -1.1 KM (A 50 KM DU RADAR)

TAB. 4.3 - Paramètres de simulation pour trois Boeing 747-200 sur le même niveau de vol
des routes différentes.

mais suivant

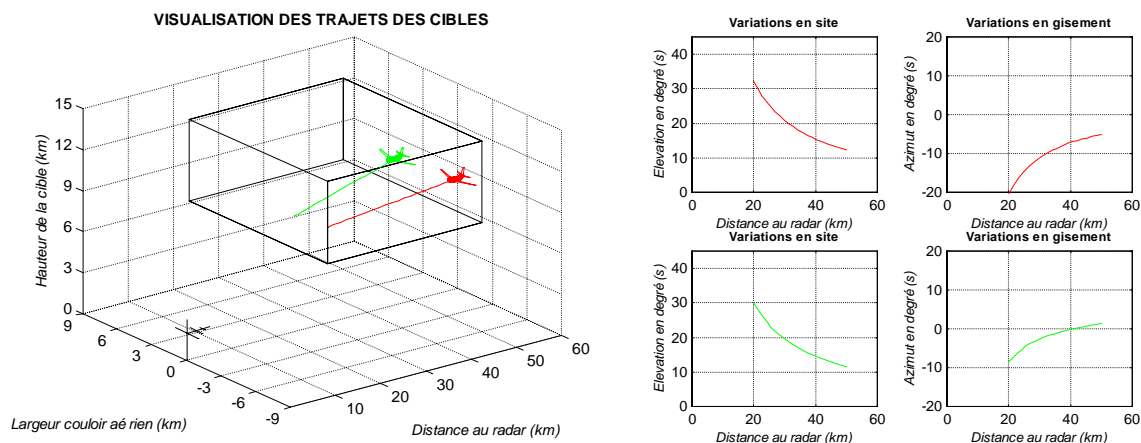


FIG. 4.36 - Variation des angles d'observation des cibles le long de leur trajectoire.

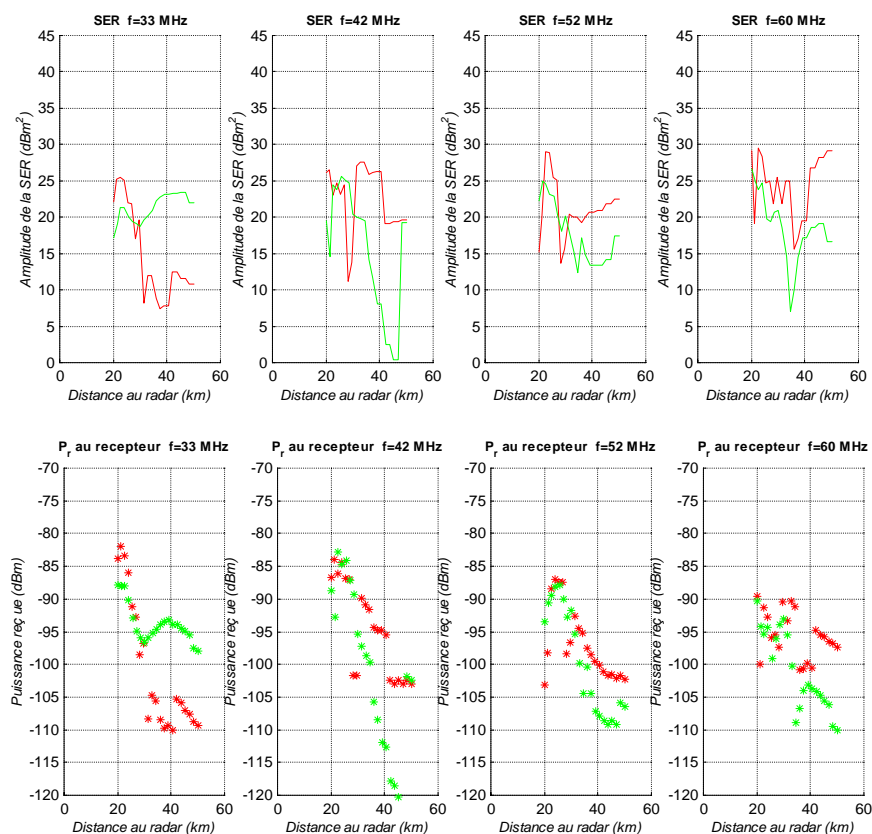


FIG. 4.37 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation horizontale.

pour les

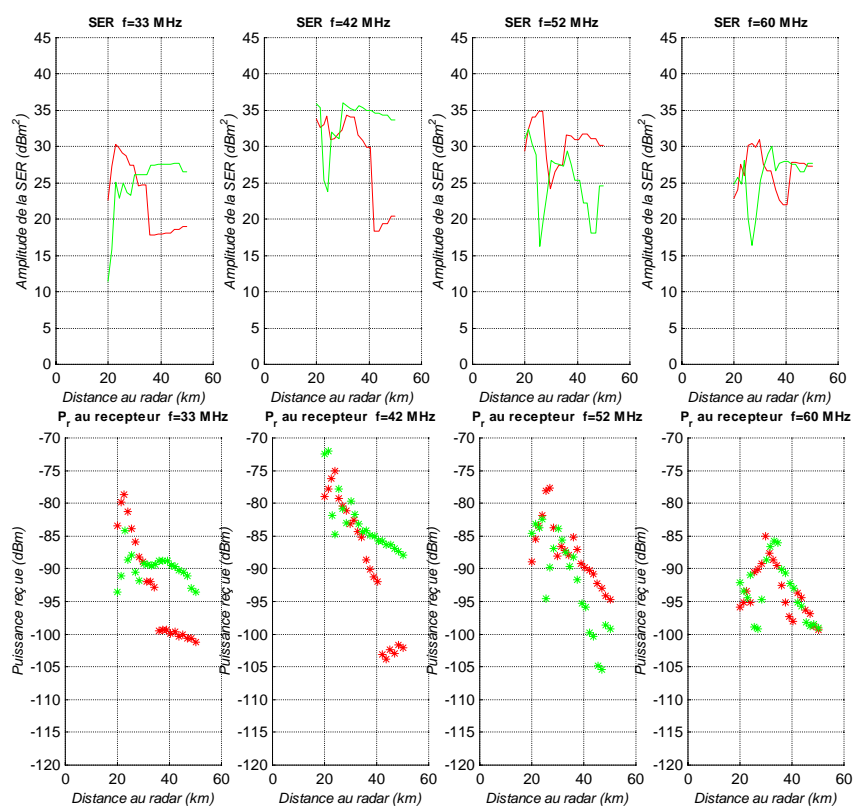


FIG. 4.38 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation verticale.

pour les

Une dernière remarque peut être faite concernant la puissance au récepteur. Les simulations précédentes ont été réalisées à partir du modèle de Boeing 747-200 car ce modèle a été validé auparavant. Cependant, ce type d'avion ne circule pas dans le couloir UA 25. Il est alors difficile de corréler les niveaux de puissance simulés avec les résultats des campagnes de mesures. Nous avons donc réalisé plusieurs modèles numériques d'avions observés par le système MOSAR, ces modèles seront décrits dans le chapitre suivant. La figure 4.39 montre un exemple de simulation, effectué dans les mêmes conditions que celles présentées dans le tableau 4.2 et sur la figure 4.33, pour un Airbus A320 en polarisation verticale.

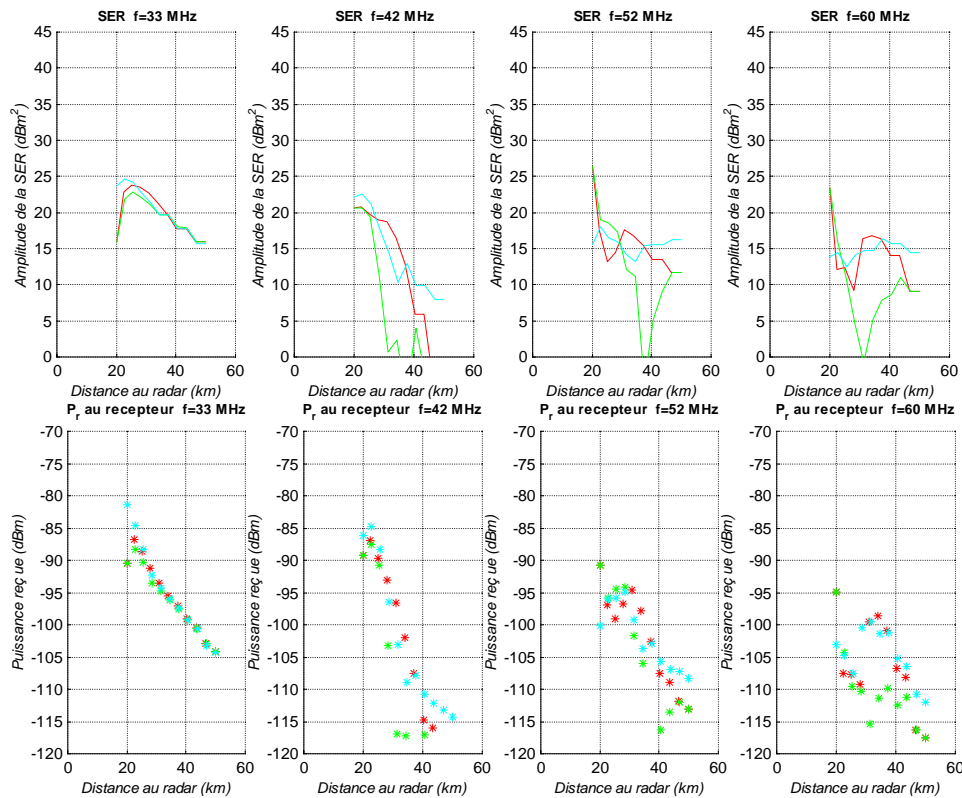


FIG. 4.39 - Variation de la SER et de la puissance reçue au récepteur en fonction de la distance pour les fréquences 33, 42, 52, 60 MHz, en polarisation verticale pour un Airbus A320.

pour les

Comme pour le cas du Boeing 747-200, on retrouve des signatures de SER différentes en fonction de la route suivie. Les niveaux de puissance au récepteur sont par contre du même ordre de grandeur que ceux mesurés par le système MOSAR. Il est cependant difficile de comparer les diagrammes de puissance simulés et ceux mesurés sans la connaissance de la trajectoire de l'avion.

4.6. Conclusion

Le modèle numérique développé a permis de montrer les possibilités de la méthode des moments et en particulier du logiciel NEC2D, pour la modélisation de la surface équivalente radar d'avions commerciaux [45][46]. La comparaison aux mesures réalisées en chambre anéchoïde valide la modélisation dans le cas d'un Boeing 747-200. Cependant, certaines limitations existent. Elles concernent principalement, la bande de fréquence utilisée et le temps de calcul. Le modèle développé est une représentation correcte de la cible en dessous de 60 MHz. Mais, modéliser la cible pour des fréquences supérieures demande un nombre de segments nettement plus élevé et une définition géométrique plus fine du modèle. Ceci se traduit par un besoin plus important en mémoire RAM (figure 4.40) ainsi que par une augmentation du temps de calcul nécessaire. Ce temps de calcul est déjà un sérieux handicap pour le modèle de Boeing 747-200 actuel puisque l'ensemble des simulations a pris plusieurs mois.

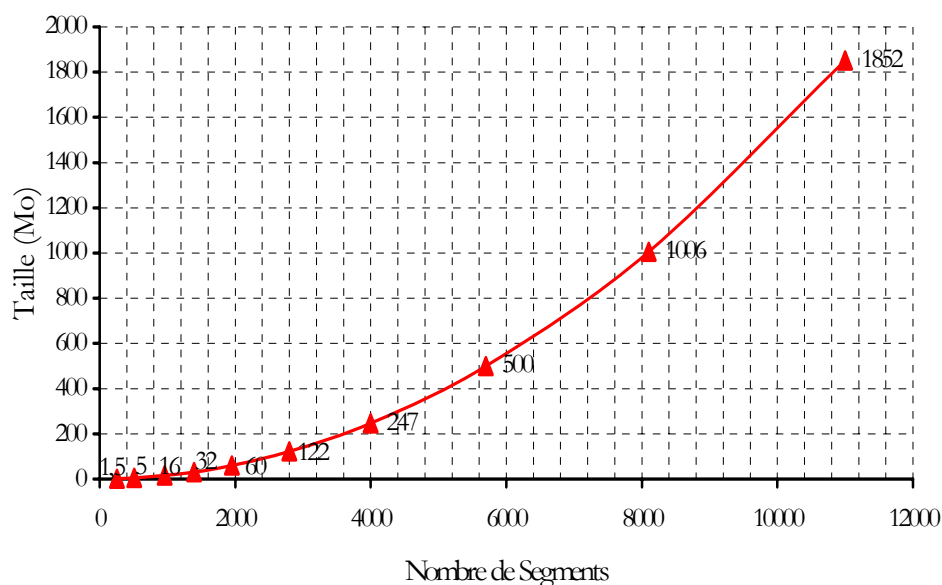


FIG. 4.40 - Évolution de la mémoire RAM en fonction du nombre de segments (logiciel NEC).

L'utilisation du modèle a permis de quantifier l'influence de la trajectoire sur les diagrammes de SER mesurés. Les observations faites lors des campagnes de mesures mettaient en évidence la difficulté d'obtenir des mesures reproductibles, ces campagnes étant réalisées sans radar de trajectographie. Les simulations réalisées montrent qu'il est nécessaire de connaître la trajectoire de la cible, en particulier pour effectuer une classification. La connaissance approximative de la trajectoire ne suffira pas, les signatures de SER étant très sensibles à l'orientation de l'avion par rapport au radar.

Chapitre 5

Classification de cibles

5.1. Introduction

La reconnaissance d'une cible voire son identification est un problème complexe. Depuis toujours la reconnaissance d'objets est d'actualité dans les domaines d'applications militaires (lutte anti-missiles, contrôle du trafic aérien, reconnaissance des troupes navales et terrestres, etc...), mais plus récemment, celle-ci intègre des applications civiles (prospection minière, étude de la migration des oiseaux, etc...). A l'heure actuelle, la puissance des calculateurs permet d'envisager de reconnaître une cible, c'est-à-dire de comparer ses caractéristiques à une base de données et, selon certains critères, de l'identifier. Pour cela, il est nécessaire de définir une signature de la cible, sur laquelle va être basée la reconnaissance. Celle-ci dépend, entre autre, du type de signal émis (signaux multifréquences, signaux large bande, etc...). Si l'on considère le cas de signaux multifréquences et multipolarisations, plusieurs caractéristiques peuvent être extraites :

- la réponse impulsionnelle de la cible, obtenue par transformée de Fourier discrète (un minimum de 10 fréquences est souvent nécessaire),
- les résonances naturelles de la cible,
- les caractéristiques polarimétriques des échos multifréquences,
- les fluctuations de la SER en fonction des différentes fréquences.

Une fois la définition des signatures effectuée, il faut définir la procédure de décision appropriée à ces dernières. Ces règles sont l'objet des différentes méthodes de classification appelées classifieurs, qui permettent d'associer un vecteur de caractéristiques à un objet ou à une classe déterminée.

De nombreuses techniques ont été introduites à travers les différents travaux publiés sur le sujet [47][11][48][49][50]. Dans ce chapitre, plusieurs d'entre elles sont décrites et deux des plus appropriées à l'application MOSAR sont développées. L'intérêt est d'évaluer les possibilités de ces méthodes dans la classification de signaux multifréquences.

5.2. Critères d'identification

Avant d'introduire les méthodes de classification, il est nécessaire de définir les critères utilisés pour caractériser la cible. Les caractéristiques usuelles sont souvent l'amplitude mesurée de la SER ainsi qu'un terme de phase qui lui est associé. La SER n'étant définie que par une notion de puissance, le terme de phase qui la caractérise est en fait associé au coefficient de rétrodiffusion. Pour simplifier, nous désignerons les caractéristiques des cibles par l'amplitude et la phase de la SER.

Ces informations sont extraites du signal reçu sur les différentes fréquences émises. Le système MOSAR est un système radar cohérent et de ce fait il permet de déterminer l'amplitude et la phase du signal rétrodiffusé par la cible. Pour l'extraction de l'amplitude, si l'on considère l'équation radar sans les pertes, on peut écrire :

$$P_r = \frac{P_e G_e G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D^4} \quad (5-1)$$

où

P_r : puissance reçue,

P_e : puissance émise à la fréquence c/λ ,

G_e et G_r : le gain des antennes respectivement d'émission et de réception,

D : la distance radar – cible,

λ : la longueur d'onde correspondant à la fréquence d'émission,

σ : la section efficace radar de la cible.

Il est alors possible d'obtenir, aux imprécisions de mesures près, l'amplitude de la SER de la cible à partir du moment où le gain des antennes, la puissance et la fréquence émises ainsi que la distance radar-cible sont connus.

La détermination de la phase de la SER, quant à elle, est beaucoup plus délicate. Prenons l'exemple d'un signal émis, S_0 , par un oscillateur à la fréquence f_0 . Le signal émis s'écrit :

$$S_0 = |S_0| \cdot \cos(2\pi f_0 t) \quad (5-2)$$

Dès lors, le signal en sortie du réseau d'antennes est égal à :

$$S_T = |S_T| \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_T) \quad (5-3)$$

où φ_T est le terme de phase apporté par la chaîne d'émission. Ce signal après propagation et rétrodiffusion sur une cible revient à l'entrée du récepteur sous la forme :

$$S_R = |S_R| \cdot \cos(2\pi(f_0 + f_d)t + \varphi_R + \varphi_\sigma + \frac{2\pi d}{\lambda}) \quad (5-4)$$

où f_d correspond à la fréquence Doppler de la cible, d la distance totale radar-cible, φ_R est le terme de phase apporté par l'équipement compris entre la source d'émission et l'entrée du récepteur et φ_σ est le déphasage créé lors de la rétrodiffusion du signal sur la cible. Après propagation du signal dans la chaîne de réception et démodulation cohérente de celui-ci, on peut exprimer le signal acquis sous la forme de deux composantes en phase et en quadrature de phase :

$$S_I = |S| \cdot \cos(2\pi f_d t + \varphi_{TOTAL} + \varphi_\sigma + \frac{2\pi d}{\lambda}) \quad (5-5)$$

$$S_Q = |S| \cdot \sin(2\pi f_d t + \varphi_{TOTAL} + \varphi_\sigma + \frac{2\pi d}{\lambda}) \quad (5-6)$$

où φ_{TOTAL} est le terme de phase apporté par l'ensemble du système et $2\pi f_d t$ est la phase liée au Doppler de la cible. On en déduit alors la phase du signal :

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{S_Q}{S_I} \right) \quad (5-7)$$

$$\phi = 2\pi f_d t + \varphi_{TOTAL} + \varphi_\sigma + \frac{2\pi d}{\lambda} \quad (5-8)$$

A chaque déplacement de la cible correspondant à λ , la phase ϕ varie de 2π . Les longueurs d'onde utilisées par le système MOSAR étant comprises entre 3 et 15 m et la résolution en distance du COTAL étant égale à 150 m, il devient impossible d'obtenir la phase réelle de la SER. Cependant, Goggins et al. [51] ont montré que l'on pouvait remonter à la phase de la SER en utilisant une technique basée sur une différence de phase. Cette technique ne permet pas dans notre cas de retrouver la phase de la SER, mais elle définit un terme de phase proportionnel à la phase de la SER. En effet, si on considère deux fréquences f_1 et f_2 émises simultanément, on peut écrire, d'après l'équation (5-8), la phase extraite pour chaque fréquence sous la forme :

$$\text{pour la fréquence } f_1 \quad \phi_1 = 2\pi f_{d_1} t + \varphi_{TOTAL_1} + \varphi_{\sigma_1} + \frac{2\pi d}{\lambda_1} \quad (5-9)$$

$$\text{pour la fréquence } f_2 \quad \phi_2 = 2\pi f_{d_2} t + \varphi_{TOTAL_2} + \varphi_{\sigma_2} + \frac{2\pi d}{\lambda_2} \quad (5-10)$$

La cible étant observée simultanément sur les deux fréquences, elle est située à la même distance d , et possède la même vitesse radiale V_r . La fréquence Doppler pour chaque fréquence émise s'écrit alors :

$$f_{d_1} = \frac{2V_r}{c\lambda_1} \quad \text{et} \quad f_{d_2} = \frac{2V_r}{c\lambda_2} \quad (5-11)$$

Si on calcule la différence ($\lambda_1\phi_1 - \lambda_2\phi_2$) on obtient :

$$\lambda_1\phi_1 - \lambda_2\phi_2 = \lambda_1\varphi_{TOTAL_1} + \lambda_1\varphi_{\sigma_1} - \lambda_2\varphi_{TOTAL_2} + \lambda_2\varphi_{\sigma_2} \quad (5-12)$$

Les termes liés à la propagation et au Doppler s'éliminent. Il reste alors seulement les termes proportionnels à la phase de la SER et aux déphasages apportés par le système, ces derniers pouvant être caractérisés. Dès lors, on peut définir

comme critère lié à la phase, en substitution à la phase de la SER, un terme θ liant deux fréquences consécutives tel que :

$$\theta = \phi_1 - \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \phi_2 \quad (5-13)$$

où ϕ_1 correspond à la phase mesurée à la fréquence f_1 et ϕ_2 à la phase mesurée à la fréquence f_2 . Si on peut s'affranchir du déphasage apporté par le système, le terme θ peut s'écrire :

$$\theta = \varphi_{\sigma_1} - \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \varphi_{\sigma_2} \quad (5-14)$$

On obtient donc un terme dépendant des phases de la SER sur plusieurs fréquences qui est plus facile à extraire que la phase de la SER elle-même. Il est alors intéressant d'utiliser ce terme θ ainsi que l'amplitude de la SER pour caractériser une cible.

5.3. Méthodes de classification

Plusieurs procédures de classification existent mais elles ne sont pas toutes appropriées aux diverses applications que l'on peut en faire. Le but n'étant pas de faire un bilan exhaustif des méthodes existantes, seules des méthodes pouvant utiliser les caractéristiques discriminantes décrites au paragraphe précédent sont étudiées.

5.3.1. Discrimination linéaire

La classification linéaire reste une des classifications les plus simples à mettre en œuvre. Les classes d'éléments sont séparées de façon linéaire.

D'un point de vue mathématique [47][52], si l'on considère N_k vecteurs caractérisant un objet k , ces N_k vecteurs appartiennent à la classe C_k . Cette classe est définie par N_k points dans un espace à n dimensions. Afin de séparer ces différentes classes, il faut définir des frontières de décision. Ces plans de séparation doivent être choisis afin de minimiser les erreurs de classification en présence de bruit. Les frontières de décision les plus simples sont des hyperplans (pris dans l'espace à n dimensions), chacun étant défini par un vecteur de pondération \vec{w} et un seuil T .

Dès lors, si on considère la séparation linéaire de deux classes, \vec{w} et T peuvent être trouvés par les relations suivantes :

$$\vec{w}^T \vec{a}_i^{(1)} + T > 0 \quad \forall i = 1 \dots N_1 \quad (5-15)$$

$$\vec{w}^T \vec{a}_i^{(2)} + T < 0 \quad \forall i = 1 \dots N_2 \quad (5-16)$$

D'où, si un vecteur \vec{w} et un seuil T vérifient les équations précédentes pour deux classes données C^1 et C^2 , ces classes sont dites linéairement séparables. Pour un vecteur quelconque \vec{y} , la règle de décision est :

$$\vec{y} \in C^1 \quad \text{si} \quad \vec{w}^T \vec{y} + T > 0 \quad (5-17)$$

$$\vec{y} \in C^2 \quad \text{si} \quad \vec{w}^T \vec{y} + T < 0 \quad (5-18)$$

Cette classification s'avère relativement efficace dans le cas de formes géométriques relativement simples [47], mais la probabilité d'erreur de classification s'accroît très vite dès lors que les formes se compliquent [47][11][52]. En effet, dans le cas d'avions, plusieurs problèmes viennent augmenter la probabilité d'erreur :

- les différents avions sont constitués d'éléments géométriquement semblables, comme le fuselage, les ailes, etc..., ce qui diminue la distance entre les différentes classes,
- les classes qui dans le cas d'objets simples se trouvaient équiréparties ne pourront pas l'être pour la classification d'avions. En effet, chaque appareil est constitué d'un ensemble d'éléments qui interviennent plus ou moins dans sa différenciation avec un autre appareil.

L'ensemble des résultats peut encore être détérioré si on augmente le nombre de paramètres de la base de données, en prenant en compte, par exemple, les aspects de présentation de l'avion. Dans ce cas, la séparation des classes de manière linéaire se complique (il est possible que deux avions aient des signatures similaires pour des angles de visée particuliers), ce qui augmente la probabilité d'erreur.

La classification linéaire a souvent été mise en défaut lors de son utilisation avec des objets complexes [11], l'utilisation des hyperplans s'avérant inappropriée pour la séparation des classes.

5.3.2. Critère de Bayes

Le classifieur de Bayes est beaucoup plus performant que la classification linéaire, mais il requiert la connaissance de la probabilité a posteriori du vecteur caractéristique \vec{x} . Sans aborder en détail la théorie de décision au sens de Bayes [53], on peut considérer l'exemple de classification de Bayes suivant pour en définir le principe.

Soit un vecteur \vec{x} mesuré sur un avion pour des caractéristiques angulaires (θ_0, φ_0) , correspondant au site et au gisement, avec une imprécision sur la mesure de ces angles. Soit $R(\theta_0, \varphi_0)$ le domaine contenant les imprécisions liées aux mesures. Si on connaît la distribution de bruit affectant le vecteur initial et qui donne le vecteur mesuré \vec{x} , et si $R(\theta_0, \varphi_0)$, la distribution des erreurs de mesures qui contient les angles réels, est elle aussi connue, on peut écrire une fonction discriminatoire de Bayes g_i pour chaque classe C_i [47] telle que :

$$g_i(x|\theta_0, \varphi_0) = \sum_{(\varphi, \theta) \in R(\varphi_0, \theta_0)} p(x|C_i, \varphi, \theta) \cdot q(\varphi, \theta|\varphi_0, \theta_0) \cdot p(C_i|\varphi_0, \theta_0) \quad (5-19)$$

- $p(x|C_i, \varphi, \theta)$, la probabilité que le vecteur \vec{x} appartienne à la classe C_i pour les caractéristiques angulaires (φ, θ) .
- $q(\varphi, \theta|\varphi_0, \theta_0)$, la probabilité que les angles actuels d'observation (φ, θ) de l'avion appartiennent au domaine des erreurs de mesures $R(\theta_0, \varphi_0)$, étant donné un aspect angulaire mesuré (φ_0, θ_0) .
- $p(C_i|\varphi_0, \theta_0)$, la probabilité a priori de la classe C_i pour un angle (θ_0, φ_0) .

Dès lors, pour un vecteur donné \vec{x} , la règle de décision au sens de Bayes consiste à choisir la fonction discriminatoire la plus grande, et d'associer le vecteur \vec{x} à la classe correspondante. Dans ce cas, \vec{x} est associé à la classe C_i si :

$$g_i(x|\theta_0, \varphi_0) > g_j(x|\theta_0, \varphi_0) \quad \forall i \neq j \quad (5-20)$$

Le problème majeur de cette classification est qu'il est nécessaire de connaître la distribution de bruit altérant le signal. Il est évident que cette information est difficile à obtenir en pratique. Aussi, dans les sections suivantes deux méthodes plus appropriées à notre problème sont décrites.

5.3.3. Règle du plus proche voisin

5.3.3.1. Principe

Afin de palier aux mauvaises performances de la classification linéaire dans le cas de cibles complexes et à la difficulté de mise en œuvre du critère de classification de Bayes, la classification par la méthode du plus proche voisin, appelée Nearest Neighbor dans la littérature anglo-saxonne, est une alternative. Cet exemple de classification non paramétrée, c'est-à-dire dans laquelle aucune information probabiliste n'est prise en compte, est intéressant car dans ce cas la probabilité d'erreur est comprise entre la probabilité d'erreur de Bayes et deux fois cette probabilité [54] :

$$P_{BAYES} < P_E < 2 * P_{BAYES} \quad (5-21)$$

La règle du plus proche voisin est définie de la manière suivante : elle assigne à un vecteur \vec{X} donné, la classe C qui comprend ses plus proches voisins. On considère des échantillons de référence pour plusieurs classes k , soient $[a_i^k]$ ces échantillons. Un échantillon \vec{y} sera alors apparenté à la classe C^n si :

$$d(\vec{y}, a^n) = \min \| \vec{y} - a_i^k \| \quad (5-22)$$

où

$$d(\vec{y}, a^k) = \| \vec{y} - a_i^k \| \quad \text{avec} \quad k = 1 \dots N_k \quad (5-23)$$

avec M , le nombre de classes reconnues et N_k la taille de l'échantillon pour la classe k .

Considérons n fréquences émises simultanément : f_1, f_2, \dots, f_n . Pour chaque fréquence, la cible peut être représentée par les critères discriminants A_i et θ_i , où A_i correspond à l'amplitude de la SER de la cible mesurée à la fréquence i et θ_i est le terme de phase défini au paragraphe 5.2.

Le vecteur d'amplitude associé à la cible contient n composantes correspondant aux n fréquences. Le vecteur de phase, quant à lui, ne contient que $n-1$ composantes car le terme θ_i est défini entre deux fréquences consécutives. Aussi, le vecteur X caractérisant une cible donnée et associé à n fréquences émises, peut s'écrire :

$$X = (A_1, A_2, \dots, A_n, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{n-1}) \quad (5-24)$$

Dans ce cas, la distance euclidienne séparant deux vecteurs X et Y s'écrit :

$$d_{X,Y} = \sqrt{\sum_{i=1}^n |A_i^X - A_i^Y|^2 + \sum_{i=1}^{n-1} |\theta_i^X - \theta_i^Y|^2} \quad (5-25)$$

Si on utilise ces paramètres pour classifier une cible quelconque, la procédure de décision est la suivante : considérons $A_M(f_i)$ et $\phi_M(f_i)$, l'amplitude et la phase mesurées sur une cible inconnue, pour i variant de 1 à n . On peut définir, d'après l'équation (5-24), un vecteur X_M caractérisant cette cible. Supposons maintenant une base de données constituée de L classes avec K vecteurs représentatifs de chaque classe. Soient X_{rs} ces vecteurs où r correspond à la $r^{\text{ième}}$ classe et s correspond au $s^{\text{ième}}$ vecteur de la $r^{\text{ième}}$ classe. Pour connaître la classe à laquelle est associé le vecteur X_M , on calcule la distance séparant le vecteur X_M de chacun des vecteurs de la base de données soit :

$$d_{M,rs} = \sqrt{\sum_{i=1}^n |A_i^M - A_i^{r,s}|^2 + \sum_{i=1}^{n-1} |\theta_i^M - \theta_i^{r,s}|^2} \quad \text{avec} \quad r = 1 \dots L \quad \text{et} \quad s = 1 \dots K \quad (5-26)$$

Dès lors le vecteur X_M sera associé à la classe r si un vecteur s appartenant à cette classe est tel que :

$$d_{M,rs} = \min(d_{M,pq}) \quad \text{avec} \quad p = 1 \dots L \quad \text{et} \quad q = 1 \dots K \quad (5-27)$$

5.3.3.1. Pondération des paramètres de classification

Dans le calcul de la distance euclidienne, le critère ayant la plus forte variance, sera le plus influent. Aussi, il est intéressant d'introduire une pondération α^2 pour compenser cet effet [48]. Cette constante est définie de manière à égaliser les variances de l'amplitude et de la phase soit :

$$\alpha^2 = \frac{\text{var}(A)}{\text{var}(\theta)} \quad (5-28)$$

où $\text{var}(A)$ est la variance de l'amplitude, et $\text{var}(\theta)$ est la variance du terme de phase. Pour déterminer ces variances, l'approche a été de les calculer à partir de la base de données. Elle ne permet pas d'obtenir la variance réelle, mais cette méthode permet quand même d'en avoir une estimation.

Afin de simplifier les calculs, nous avons supposé que les variances de l'amplitude et du terme de phase étaient du même ordre pour chaque fréquence. Aussi, si on calcule les valeurs moyennes pour l'amplitude et le terme de phase :

$$\bar{A} = \frac{1}{nLK} \sum_{i=1}^n \sum_{r=1}^L \sum_{s=1}^K A_i^{r,s} \quad (5-29)$$

$$\bar{\theta} = \frac{1}{nLK} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{r=1}^L \sum_{s=1}^K \theta_i^{r,s} \quad (5-30)$$

avec L le nombre de classes et K le nombre de vecteurs représentatifs de chaque classe. Les variances estimées sont alors égales à :

$$\text{var}(A) = \frac{1}{nLK} \sum_{i=1}^n \sum_{r=1}^L \sum_{s=1}^K (A_i^{r,s} - \bar{A})^2 \quad (5-31)$$

$$\text{var}(\theta) = \frac{1}{nLK} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{r=1}^L \sum_{s=1}^K (\theta_i^{r,s} - \bar{\theta})^2 \quad (5-32)$$

Il est à noter que ces variances calculées contiennent certainement des erreurs et que des recherches plus poussées seraient nécessaires pour une meilleure estimation, mais elles permettent quand même de prendre en compte de façon égale les différents paramètres dans le calcul de la distance euclidienne. On peut alors réécrire l'équation (5-26) en tenant compte du paramètre α^2 de la manière suivante :

$$d_{M,rs} = \sqrt{\sum_{i=1}^n |A_i^M - A_i^{r,s}|^2 + \sum_{i=1}^{n-1} |\alpha\theta_i^M - \alpha\theta_i^{r,s}|^2} \quad r = 1 \dots L \quad \text{et} \quad s = 1 \dots K \quad (5-33)$$

Dans notre application, l'amplitude et le terme de phase θ sont utilisés avec le même poids dans le calcul de la distance car l'intérêt est de regarder l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction des paramètres pris en compte, mais il est possible de pondérer différemment ces termes. Cela peut permettre, par exemple, de réduire l'influence d'un paramètre fortement bruité.

5.3.4. Réseaux de neurones

5.3.4.1. Généralités

Les radars visant à identifier des cibles utilisent la plupart du temps des classifieurs traditionnels, dont les performances dépendent principalement de la qualité des modèles de comparaison. Dès lors, d'autres alternatives ont été proposées comme les réseaux de neurones. Ahalt et al. [49][50] se sont intéressés au développement de tels réseaux dans le cadre de l'identification de cibles radar. Ils ont montré leur intérêt pour l'identification.

Le principe d'un réseau de neurones est basé sur le mécanisme biologique. Un réseau de neurones artificiel comporte un certain nombre de neurones connectés entre eux. Chaque neurone possède plusieurs entrées, mais une seule sortie. Chaque entrée est pondérée, la sortie du neurone ne changera d'état qu'à partir du moment où la somme de ses entrées dépassera un certain seuil. Plusieurs types de réseaux peuvent ainsi être conçus simplement en modifiant les règles de connexions des neurones.

LE FONCTIONNEMENT DE CE RESEAU PASSE PAR UNE PHASE D'APPRENTISSAGE QUI PERMET DE DETERMINER LES PONDERATIONS A APPLIQUER AUX ENTREES DES NEURONES. CETTE PHASE PEUT ETRE DIVISEE EN DEUX CATEGORIES :

- l'apprentissage supervisé dans lequel on impose une entrée fixe en cherchant une sortie connue. On vient présenter aux neurones, par exemple dans le cas de classification d'avions, des représentations des cibles à reconnaître tout en forçant la sortie aux cibles auxquelles elles sont associées,
- l'apprentissage non supervisé dans lequel le réseau adapte sa sortie en fonction de ses entrées. Le réseau est dans ce cas supposé découvrir les caractéristiques prépondérantes des données d'entrées afin de définir des classes.

Dans le cadre de nos travaux, nous avons seulement considéré les réseaux supervisés car leur mise en œuvre est souvent plus simple. Nous nous sommes particulièrement intéressés aux réseaux perceptrons multicouches largement utilisés et pour lesquels un certain nombre d'algorithmes d'apprentissage ont été développés [55][56].

5.3.4.1. Le classifieur Perceptron Multicouche (MLP)

5.3.4.2.1 Principe

Un réseau perceptron multicouche est constitué de neurones reliés entre eux par des liens pondérés. Il se compose d'une couche d'entrée, d'une couche de sortie et d'une ou plusieurs couches cachées (figure 5.1). A l'heure actuelle, il n'existe pas de règles ou lois régissant le nombre de couches et le nombre de neurones par couche à utiliser. Le choix reste heuristique et est établi en fonction de l'utilisation faite du réseau. Le but est d'obtenir un réseau le plus simple possible afin de limiter le temps de calcul, mais suffisamment élaboré pour répondre aux critères de discrimination désirés.

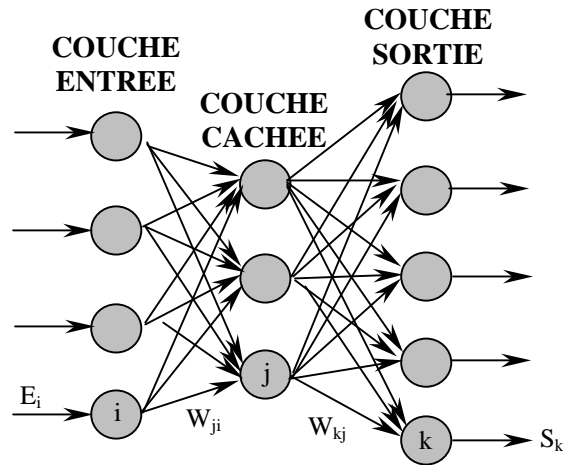


FIG. 5.1 - Exemple de réseau perceptron multicouche.

L'utilisation d'un tel réseau pour la classification impose le nombre de neurones pour la couche d'entrée. En effet, cette couche correspond au vecteur de mesure qui est la signature de la cible. Si on caractérise les cibles à l'aide du vecteur \vec{X} constitué des données amplitude et phase (A_i et θ_i) à n fréquences comme il a été défini au paragraphe 5.3.3. :

$$\vec{X} = (A_1, A_2, \dots, A_n, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{n-1}) \quad (5-34)$$

La couche d'entrée aura alors un nombre de neurones équivalent au nombre de composantes du vecteur. En ce qui concerne la couche de sortie, un des choix possibles est de faire correspondre le nombre de neurones au nombre de classes estimées.

Pour gérer les neurones, des fonctions appelées fonctions d'activation permettent de définir l'état de leur sortie en fonction de leurs entrées. En effet, chaque neurone est relié à tous les neurones de la couche précédente et chacune des connexions est affectée d'un poids W pondérant la sortie du neurone précédent. La somme des entrées est alors introduite dans une fonction d'activation qui décide de l'état de sortie du neurone.

Plusieurs fonctions existent et dépendent du type d'état en sortie du neurone. L'état classique est l'état binaire, mais ce dernier peut être discret ou continu. La fonction d'activation la plus utilisée est la sigmoïde d'équation :

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (5-35)$$

La fonction d'entrée correspond à la somme des entrées pondérées. Cette fonction s'écrit :

$$\text{Entrée}_j = \sum_{i=1}^n W_{ji} \cdot x_i \quad (5-36)$$

où W_{ji} représente le poids de la connexion,

x_i , est l'activation du neurone i de la couche précédente,

E_j , représente la fonction d'entrée du neurone j ,

n , est le nombre de neurones de la couche précédente.

L'activation du neurone est alors déterminée par $x_j = f(\text{Entrée}_j)$. Il est à noter que les neurones de la couche d'entrée n'effectuent aucun calcul. Ils servent seulement à lire les vecteurs d'entrée.

Le nombre de couches, le nombre de neurones et les fonctions d'activations définis, il reste à déterminer les poids associés aux connexions. Pour cela, il est nécessaire d'effectuer une phase d'apprentissage du réseau.

5.3.4.2.2 Phase d'apprentissage

Par défaut, les poids des connexions ne sont pas adaptés au fonctionnement correct du réseau. Il est donc nécessaire d'effectuer un apprentissage pour définir les différentes pondérations. Dans le cas du réseau perceptron multicouche, l'algorithme de rétro-propagation du gradient est le plus utilisé. Le réseau étant supervisé, on amène en entrée du réseau des données que l'on fait traverser à travers ce dernier. La sortie désirée étant connue, on compare celle-ci à la sortie obtenue et l'on modifie les poids afin de minimiser l'erreur commise. Ces opérations sont effectuées jusqu'à ce que l'on obtienne l'erreur de sortie minimale désirée.

a) Algorithme de rétro-propagation du gradient

Si l'on considère un ensemble de signatures de cible P par exemple. Une fois le réseau entraîné, c'est-à-dire les poids définis, si un vecteur x^p est présenté en entrée du réseau, la sortie t^p qu'il génère doit être égale à la sortie s^p attendue. La rétro-propagation du gradient est une procédure qui minimise la moyenne de l'erreur quadratique entre la sortie simulée et la sortie attendue pour toutes les signatures [55], soit :

$$E = \frac{1}{2P} \sum_{p \in P} \sum_n (t_n^p - s_n^p)^2 \quad (5-37)$$

où k correspond au nombre de neurones de la couche de sortie.

Si on considère un neurone quelconque k, le changement de poids sur la connexion avec un neurone j sera :

$$\Delta W_{kj} = -\eta \cdot \frac{\partial E_p}{\partial W_{kj}} \quad \text{avec} \quad E_p = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (s_k - \text{Sortie}_k)^2 \quad (5-38)$$

L'algorithme MLP propage la correction de la couche d'entrée vers la couche de sortie de manière itérative.

Il est possible d'écrire le terme $-\frac{\partial E_p}{\partial W_{kj}}$ comme le produit de deux termes, soit :

$$-\frac{\partial E_p}{\partial W_{kj}} = -\frac{\partial E_p}{\partial \text{Entrée}_k} \cdot \frac{\partial \text{Entrée}_k}{\partial W_{kj}} \quad (5-39)$$

Il a été vu précédemment que la fonction d'entrée d'un neurone était égale à $\text{Entrée}_j = \sum_{i=1}^n W_{ji} \cdot \text{Sortie}_i$ et si on en calcule la dérivée on obtient :

$$\frac{\partial \text{Entrée}_k}{\partial W_{kj}} = \frac{\partial}{\partial W_{kj}} \sum W_{kj} \cdot \text{Sortie}_j = \text{Sortie}_j \quad (5-40)$$

Le second terme quant à lui peut être exprimé de la manière suivante :

$$-\frac{\partial E_p}{\partial \text{Entrée}_k} = -\frac{\partial E_p}{\partial \text{Sortie}_k} \cdot \frac{\partial \text{Sortie}_k}{\partial \text{Entrée}_k} \quad (5-41)$$

où Sortie_k est la sortie du neurone k.

$$\text{on a alors} \quad \frac{\partial \text{Sortie}_k}{\partial \text{Entrée}_k} = f'(\text{Entrée}_k) \quad (5-42)$$

En ce qui concerne le terme $\frac{\partial E_p}{\partial \text{Sortie}_k}$, deux cas se présentent. Si le neurone k est un neurone de la couche de sortie, alors :

$$\frac{\partial E_p}{\partial \text{Sortie}_k} = -(s_k - \text{Sortie}_k) \quad (5-43)$$

Dans le cas contraire, la formulation est plus complexe. Si on considère un neurone i, l'équation devient :

$$\frac{\partial E_p}{\partial \text{Sortie}_i} = \sum_{k \in \text{succ}(i)} \frac{\partial E_p}{\partial \text{Sortie}_k} \cdot \frac{\partial \text{Sortie}_k}{\partial \text{Sortie}_i} \quad (5-44)$$

où $\text{succ}(i)$ correspond aux neurones connectés au neurone i
soit en développant :

$$\frac{\partial E_p}{\partial \text{Sortie}_i} = \sum_{k \in \text{succ}(i)} \frac{\partial E_p}{\partial \text{Sortie}_k} \cdot \frac{\partial \text{Sortie}_k}{\partial \text{Entrée}_k} \cdot \frac{\partial \text{Entrée}_k}{\partial \text{Sortie}_i} \quad (5-45)$$

$$\frac{\partial E_p}{\partial \text{Sortie}_i} = \sum_{k \in \text{succ}(i)} \frac{\partial E_p}{\partial \text{Sortie}_k} \cdot f'(\text{Entrée}_k) \cdot W_{ki} \quad (5-46)$$

la dérivée de la fonction d'activation sigmoïde à un neurone i peut s'écrire :

$$f'(\text{Entrée}_i) = \text{Sortie}_i \cdot (1 - \text{Sortie}_i) \quad (5-47)$$

La correction des poids peut donc s'exprimer selon le cas considéré :

$$\Delta W_{kj} = -\eta \cdot \text{Sortie}_j \cdot (s_k - \text{Sortie}_k) \cdot \text{Sortie}_k \cdot (1 - \text{Sortie}_k) \quad (5-48)$$

pour le cas d'un neurone de la couche de sortie, et dans le cas d'un neurone d'une couche cachée :

$$\Delta W_{ij} = -\eta \cdot \text{Sortie}_j \cdot \text{Sortie}_i \cdot (1 - \text{Sortie}_i) \cdot \sum_{k \in \text{succ}(i)} (s_k - \text{Sortie}_k) \cdot \text{Sortie}_k \cdot (1 - \text{Sortie}_k) \cdot W_{ki} \quad (5-49)$$

b) Correction des poids

L'algorithme présenté ci-dessus permet de corriger les poids de manière itérative, ainsi quels que soient les neurones j et k , le poids à l'instant $t+1$ est égal à :

$$W_{kj}(t+1) = W_{kj}(t) + \Delta W_{kj}(t) \quad (5-50)$$

Ces poids peuvent être corrigés de deux manières. La première consiste en une correction sur les poids effectuée à chaque introduction d'une donnée d'apprentissage dans le réseau. Cette méthode, connue sous le nom d'apprentissage stochastique [55], est intéressante pour des motifs importants, c'est-à-dire possédant des informations redondantes. L'autre méthode consiste en une correction effectuée une fois que toutes les données d'apprentissage sont passées dans le réseau. Dans ce cas, la correction est la somme des corrections individuelles à chaque signature. Cette méthode est appelée apprentissage par époque.

Un des problèmes de l'algorithme de rétro-propagation du gradient est lié à l'influence de la fonction dérivée sur le pas de correction des poids. En effet, si la fonction d'erreur possède une croissance ou décroissance assez faible, la fonction dérivée sera alors faible et dans ce cas le pas de correction sera lui aussi petit. Une idée a été d'introduire un terme d'accélération α qui tient compte de la correction précédente du poids. Si on considère un instant t , la correction du poids sera :

$$\Delta W_{kj}(t) = \Delta W_{kj}(t) + \alpha \cdot \Delta W_{kj}(t-1) \quad \forall k, j \quad (5-51)$$

Cette technique, qui n'est pas une technique générale pour la stabilité et la rapidité de l'algorithme, permet de prendre en compte la correction de poids précédente. La plupart du temps, lorsque l'on utilise le terme d'accélération α , il est nécessaire de diminuer le taux d'apprentissage afin d'éviter que l'apprentissage ne devienne instable. En effet, un paramètre assez difficile à définir est le taux d'apprentissage η . Un taux d'apprentissage trop lent résulte en un temps de convergence élevé, tandis qu'un taux d'apprentissage trop rapide risque de faire osciller la fonction d'erreur sans jamais converger vers une valeur. Il faut donc adapter ce taux en fonction du réseau que l'on étudie.

L'algorithme de rétro-propagation du gradient n'est certainement pas le plus optimisé des algorithmes. Il peut dans certains cas mettre beaucoup de temps pour converger. Pour remédier à cet effet, d'autres algorithmes ont été développés. Ces techniques se sont adaptées dans le but d'accélérer la convergence. Riedmiller [55][56] a réalisé une comparaison entre différentes techniques d'accélération. Il a proposé, entre autre, un algorithme appelé RPROP (Résilient back-PROPagation) qui utilise l'information de signe de la dérivée de l'erreur en plus de l'information amplitude. Les résultats apportés par cette méthode semblent prometteurs. Mais, dans notre cas, le but étant dans un premier temps de tester la possibilité de reconnaissance de cibles, la forme basique de rétro-propagation du gradient a été utilisée, en incluant quand même le terme d'accélération α , c'est-à-dire la prise en compte de la correction précédente des pondérations.

5.4. Génération de la base de données

Afin de tester les possibilités de ces algorithmes, il est nécessaire de posséder une base de données. La classification sur les données acquises par le système MOSAR étant difficile à réaliser actuellement, du fait, entre autre, que l'on ne connaît pas la trajectoire des cibles, une solution est d'utiliser une base de données définie à partir de simulations. Celle-ci devant représenter au mieux les données susceptibles d'être mesurées.

Pour construire cette base de données, des modèles numériques peuvent être simulés à l'aide du logiciel NEC2. Comme il a été vu au chapitre 4, ce logiciel donne des résultats satisfaisants. Deux autres modèles d'avions moyen-courriers ont alors été définis : le Boeing 737-200 et l'Airbus A320. Ces avions ont été choisis car ils font partie des avions les plus rencontrés lors de nos campagnes de mesures sur la base expérimentale de Monterfil.

Les caractéristiques générales de ces avions sont résumées dans le tableau suivant :

	Boeing 747-200	Boeing 737-200	Airbus A320
Longueur totale	70,67 m	30,54 m	37,57 m
Longueur du fuselage	68,6 m	29,54 m	37,57 m
Envergure	59,64 m	28,35 m	34,10 m

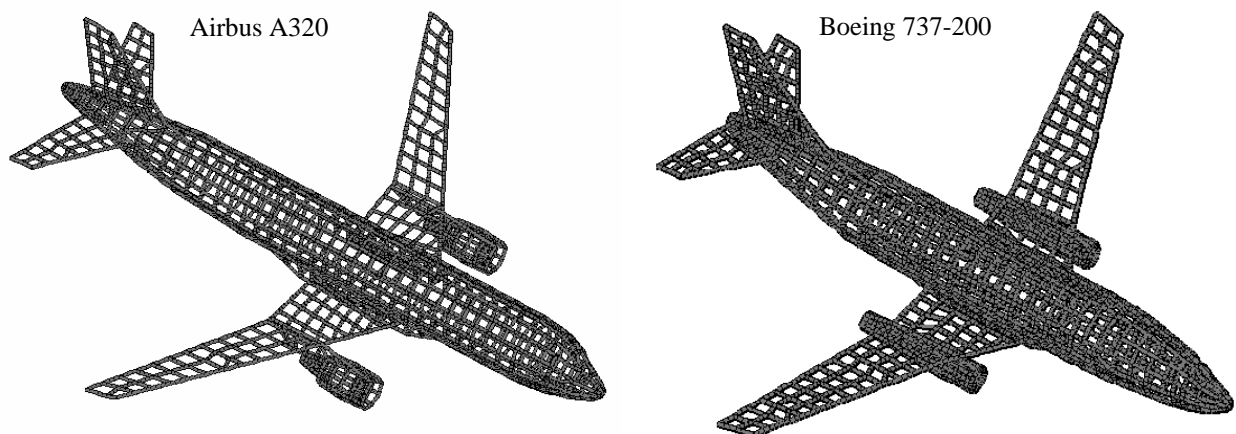
TAB. 5.1 - Caractéristiques générales des avions de la base de données.

Ces avions sont représentatifs d'une partie de la gamme d'avions commerciaux, avec des avions aux dimensions importantes comme le Boeing 747-200, et des avions plus petits comme les Airbus A320 et Boeing 737. Ces deux derniers étant par ailleurs de dimensions semblables. Les temps de calculs nécessaires pour les différentes simulations, nous ont contraints à utiliser cette base de données restreinte, mais d'autres modèles (Boeing 757-200, Fokker 100, etc...) sont en cours de définition pour obtenir une base de données plus conséquente.

Afin d'effectuer les simulations à l'aide du logiciel NEC2, les maillages filaires de ces avions ont été réalisés et sont représentés sur la figure 5.2. Le nombre de segments utilisé est de 3500 pour le Boeing 747-200 et respectivement de 2126 et 2129 pour le Boeing 737-200 et l'Airbus A320. Toutes les conditions imposées par le logiciel NEC2 ont été remplies afin de représenter au mieux ces avions.

Pour chaque avion la matrice de rétrodiffusion a été calculée, c'est-à-dire que l'on possède l'information amplitude et phase de la SER pour les différentes polarisations. Les simulations ont été réalisées de façon à prendre en compte les différentes orientations de l'avion vis-à-vis du radar. La matrice de rétrodiffusion est donc connue pour des azimuts variant de -10° à $+190^\circ$ par pas de 2° , et pour des sites compris entre 0° et 45° avec une précision de 1° . La bande de fréquence utilisée, quant à elle, est identique à celle utilisée au chapitre 4 pour le Boeing 747-200, c'est-à-dire 20-60 MHz, avec un pas fréquentiel de 1 MHz.

Un exemple d'images focalisées est présenté sur la figure 5.3, mettant en comparaison les différents modèles. Les simulations ont été réalisées en polarisation horizontale sur la bande de fréquence 20-60 MHz. Les avions sont observés sur un secteur angulaire de 20° centré autour de 90° . Les résolutions en distances sont approximativement 3.75 m et 21 m pour respectivement les axes X et Y.



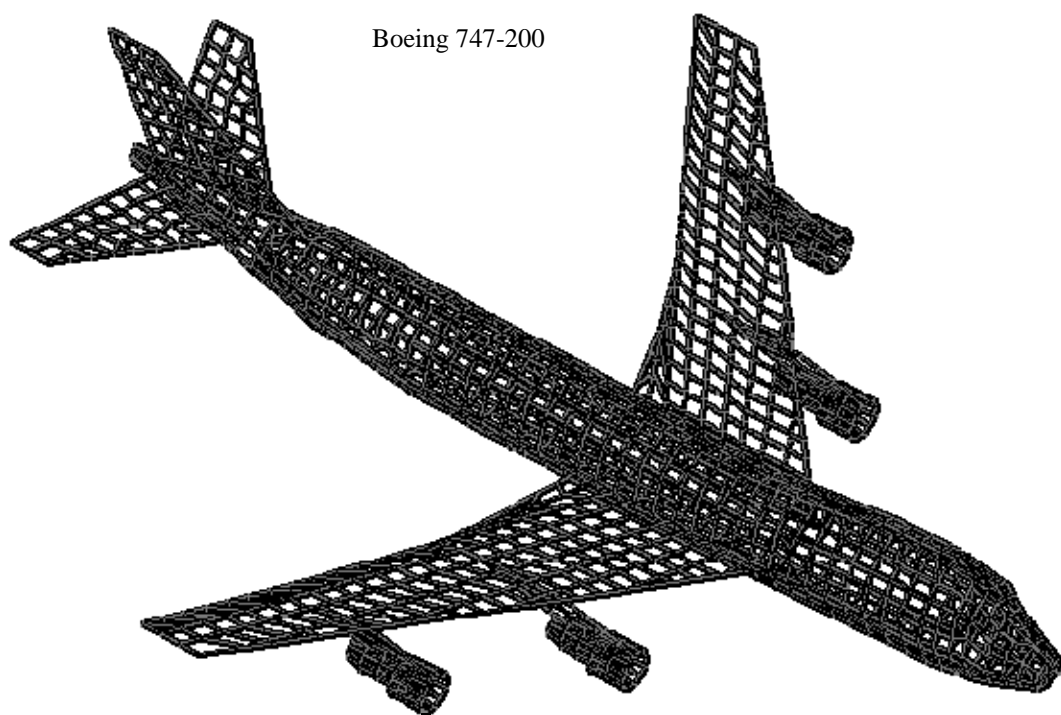


FIG. 5.2 - Modèles filaires des avions Airbus A320, Boeing 737-200 et Boeing 747-200.

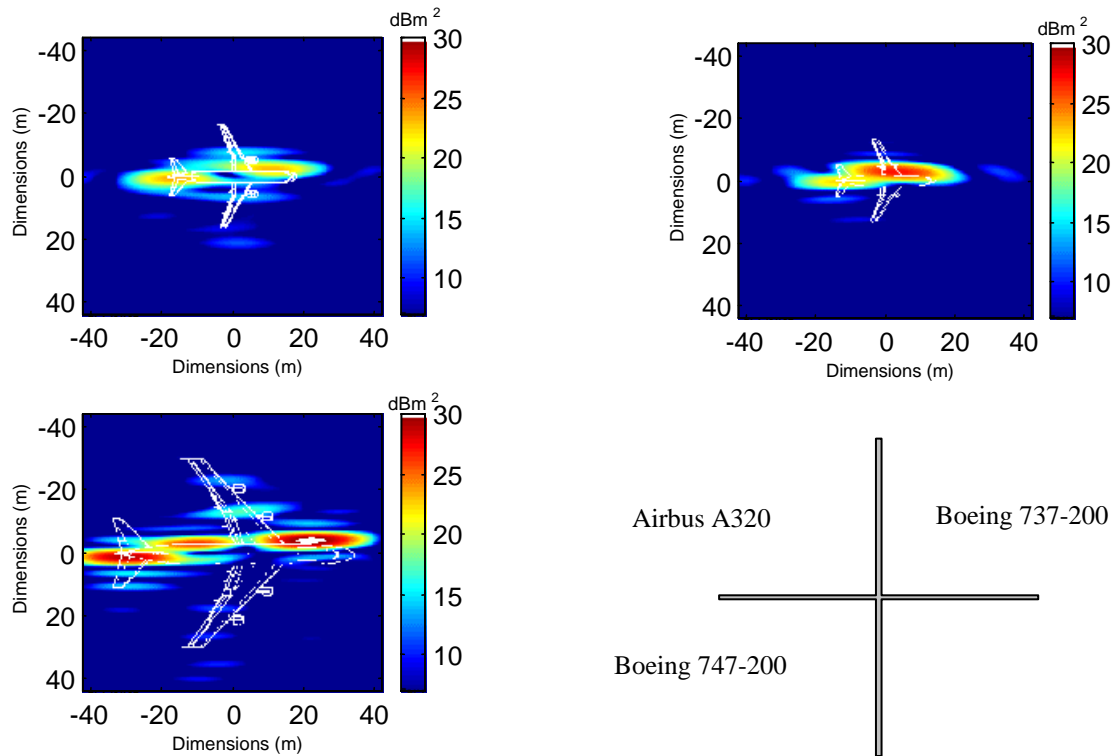


FIG. 5.3 - Images holographiques focalisées des avions de la base de données dans la bande 20-60 MHz, en polarisation horizontale pour un éclairage autour de 90° .

5.5. Évaluation des méthodes

L'évaluation des méthodes est basée sur l'étude de leurs possibilités en présence de signaux bruités, c'est-à-dire que le taux d'erreur de classification est analysé en fonction du rapport signal sur bruit. Il faut donc définir, dans un premier temps, le modèle de bruit utilisé ainsi que la procédure de calcul de la probabilité d'erreur.

5.5.1. Modèle de bruit

Le bruit et les parasites du système radar peuvent être modélisés par deux composantes :

- une composante additive,
- une composante multiplicative.

La composante additive représente le bruit thermique et les sources de bruit externes qui sont indépendantes du signal souhaité. Le bruit multiplicatif, quant à lui, est induit, entre autre, par le bruit d'échantillonnage et les variations de gain [57]. L'intérêt de définir un modèle de bruit dans notre cas, est de tester les performances des différents classifieurs en fonction du niveau de bruit. Aussi, la nature même du bruit est considérée comme moins importante que son effet sur la classification. Dès lors, si on considère un certain nombre de sources indépendantes où aucune des sources n'est dominante, on peut faire l'approximation de cette somme d'erreur par un modèle gaussien [48][58]. Généralement, un bruit gaussien additif est utilisé. Celui-ci est associé au signal complexe reçu. Si on considère un bruit additif \tilde{b} tel que :

$$\tilde{b} = n_r + i \cdot n_i \quad (5-52)$$

où n_r et n_i sont deux fonctions aléatoires gaussiennes, de valeur moyenne nulle, d'écart type σ et indépendantes l'une de l'autre. Le signal bruité \tilde{S} peut alors s'écrire :

$$\tilde{S} = S + \tilde{b} \quad \text{avec} \quad S = s_r + i \cdot s_i \quad (5-53)$$

soit

$$\tilde{S} = (s_r + n_r) + i \cdot (s_i + n_i) \quad (5-54)$$

Les termes d'amplitude et de phase du signal bruité sont représentés par :

$$\tilde{A} = \sqrt{(s_r + n_r)^2 + i \cdot (s_i + n_i)^2} \quad (5-55)$$

$$\tilde{\phi} = \tan^{-1} \left(\frac{s_i + n_i}{s_r + n_r} \right) \quad (5-56)$$

Définissons le rapport signal sur bruit afin de quantifier l'influence du bruit sur le signal. La puissance d'un bruit blanc gaussien est égale à sa variance σ^2 [58]. Dès lors, le rapport signal sur bruit (SNR) s'écrit :

$$SNR = \frac{s_r^2 + s_i^2}{\text{var}(n_r) + \text{var}(n_i)} = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (5-57)$$

où A est l'amplitude du signal et σ^2 , la variance des composantes n_i et n_r du bruit.

Pour tester les algorithmes, une fois l'amplitude du signal déterminée, il est possible de faire varier le rapport signal sur bruit simplement en modifiant la variance du bruit.

Dans notre cas, la puissance du signal est calculée à partir de la base de données. Celle-ci dépend de la fréquence, des aspects angulaires et du type d'avion. Pour une même puissance de bruit, des points de la base de données auront donc des rapports SNR plus forts ou plus faibles selon les points considérés. Si on considère que la cible mesurée est inconnue, il est nécessaire de définir un rapport signal sur bruit moyen. Pour chaque classe de la base de données, la puissance du signal est estimée en prenant la puissance moyenne des données de la classe, soit :

$$P_k = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M A_i^2 \quad (5-58)$$

où A_i est l'amplitude du point i de la classe k et M , le nombre de points de la classe.

On définit le rapport SNR moyen pour le modèle de bruit considéré :

$$S\tilde{N}R = \sum_{k=1}^N \frac{P_k}{2\sigma^2} \quad (5-59)$$

avec N le nombre de classes.

Une fois la puissance moyenne de la base de données calculée, on peut alors obtenir le niveau de bruit à ajouter au signal en fixant le rapport signal sur bruit.

5.5.2. Définition de la probabilité d'erreur

Après avoir modélisé le bruit perturbant le signal et introduit la notion de rapport signal sur bruit, il faut définir la probabilité d'erreur de classification. Si on considère un nombre fini de cibles N , définissant C_N classes. On peut écrire que la probabilité d'erreur de classification P_e est égale à :

$$P_e = \sum_{i=1}^N P(C_i) \cdot p_e^i \quad (5-60)$$

où $P(C_i)$ est la probabilité a priori de la classe C_i et p_e^i est la probabilité d'erreur conditionnelle associée à la classe C_i .

Si on suppose que toutes les cibles inconnues appartiennent à la base de données et que chaque classe à la même probabilité a priori, soit :

$$P(C_i) = \frac{1}{N} \quad \forall i \quad (5-61)$$

Alors on peut réécrire la probabilité d'erreur :

$$P_e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_e^i \quad (5-62)$$

Une bonne estimation statistique de la probabilité conditionnelle p_e^i est réalisée à l'aide de l'estimateur du maximum de vraisemblance [59][60]. Si on considère n_i essais indépendants de classification avec une cible i . Pour chaque essai, la probabilité de mauvaise classification est p_i . La probabilité de faire m_i erreurs de classification sur n_i essais peut être vue comme une probabilité de distribution binomiale. En effet, pour chaque essai il n'y a que deux possibilités : réaliser une bonne ou une mauvaise classification. Dès lors, la possibilité d'obtenir m_i échecs sur n_i essais s'écrit :

$$P(m_i) = \prod_{m_i}^{n_i} p_i^{m_i} (1 - p_i)^{n_i - m_i} \quad (5-63)$$

$P(m_i)$ peut être définie comme la fonction de maximum de vraisemblance (MDV). Le MDV de la probabilité p_i est alors :

$$\hat{p}_i = \max_{p_i} (P(m_i)) \quad (5-64)$$

On montre que, dans ce cas, la probabilité \hat{p}_i est égale à [59][61] :

$$\hat{p}_i = \frac{m_i}{n_i} \quad (5-65)$$

la probabilité d'erreur de classification estimée \hat{P}_e peut alors être représentée par :

$$\hat{P}_e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{m_i}{n_i} \quad (5-66)$$

L'estimation de la probabilité d'erreur, pour un rapport signal sur bruit donné, est donc réalisée en calculant la probabilité d'erreur de chaque classe de la base de données (probabilité de mauvaise classification d'un Boeing 747-200, d'un Airbus A320, etc...) puis en moyennant celles-ci.

5.5.3. Classification sur les avions

Le calcul de la probabilité d'erreur est résumé sur le synoptique de la figure 5.4. Un catalogue des cibles possibles est défini à partir des informations sur la position de l'avion, c'est-à-dire le site et le gisement aux erreurs près, le nombre de fréquences et la polarisation. Ensuite, la cible mesurée est déterminée à partir de la base de données en lui rajoutant le modèle de bruit. Pour une bonne évaluation de la probabilité d'erreur, environ trois cents représentations bruitées sont définies [59]. Dès lors, l'ensemble est introduit dans les algorithmes du plus proche voisin ou du réseau de neurones MLP, et la probabilité d'erreur pour la cible test est estimée. La base de données étant définie par les trois avions décrits à la section 5.4, la cible test représente successivement ces trois avions. La probabilité d'erreur totale est finalement déterminée en moyennant les différentes probabilités d'erreur des cibles tests.

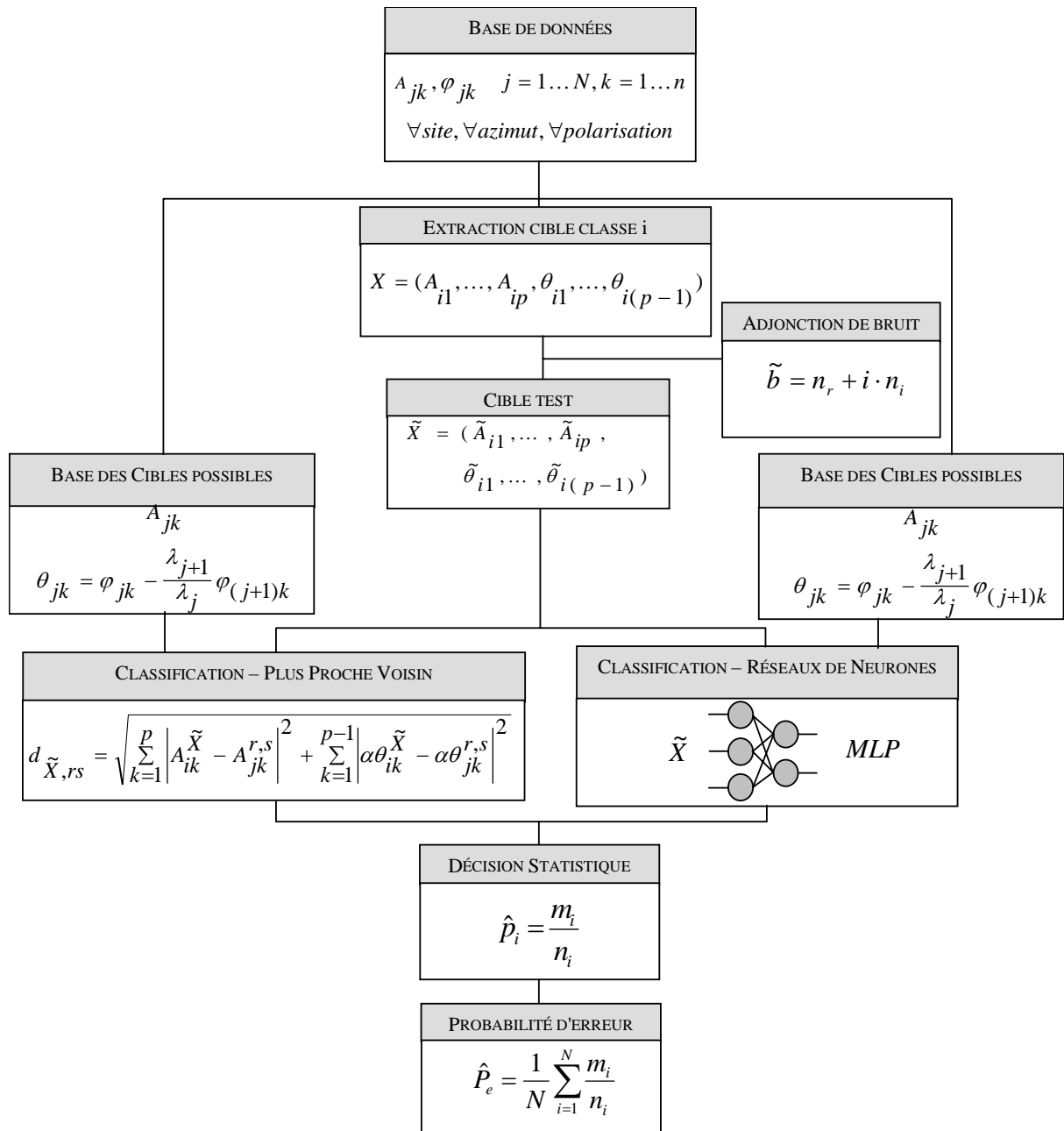


FIG. 5.4 - Synthétique de la procédure de calcul de la probabilité d'erreur pour la méthode du plus proche voisin et du réseau de neurone MLP.

Il est à noter que, dans le cas de la décision par le plus proche voisin, les critères amplitude A_{jk} et terme de phase θ_{jk} sont considérés avec le même poids pour toutes les probabilités d'erreur calculées par la suite. En ce qui concerne le réseau de neurones utilisé pour les différentes expérimentations, il a été défini de la manière suivante :

- le réseau a été entraîné par époque, en utilisant 30 mots pour l'apprentissage, correspondant aux représentations des avions pour les différents aspects angulaires considérés,
- le nombre de neurones de la couche d'entrée correspond aux composantes du vecteur d'entrée (variant de 2 à 8),
- deux couches cachées sont utilisées avec la première couche comportant 5 neurones et la deuxième 4 neurones. N'existant pas de loi régissant le nombre de neurones et de couches, les

choix ont été définis de manière heuristique, en effectuant un compromis entre convergence et rapidité pour l'ensemble des tests,

- enfin, le nombre de neurones de la couche de sortie correspond au nombre de classes, soit dans notre cas, trois.

Pour s'approcher des conditions d'expérimentations, plusieurs considérations sont prises en compte pour l'analyse des performances des classificateurs. Comme il a été vu au chapitre 2, le système MOSAR détermine la SER d'avions moyen-courriers dans le couloir UA25, sur l'axe Dinard-Nantes. Il devrait être assisté d'un radar de poursuite du type COTAL, afin d'obtenir les aspects angulaires, c'est-à-dire le site et le gisement de l'avion vis-à-vis du radar. Ces aspects angulaires ont donc été déterminés sur l'étude d'une trajectoire mesurée dans le couloir UA25 (figure 5.5), pour un avion circulant dans la direction Nantes-Dinard (avion s'éloignant du radar). Ensuite, les radars de poursuite localisant les cibles avec une marge d'erreur sur le site et le gisement, nous avons considéré que ceux-ci étaient déterminés avec une erreur sur la mesure de $\pm 5^\circ$ dans les deux cas. Cette marge d'erreur semble réaliste au vu des performances des radars actuels [62], mais il est clair que l'augmentation de l'incertitude sur la mesure augmentera d'autant la probabilité d'erreur de classification.

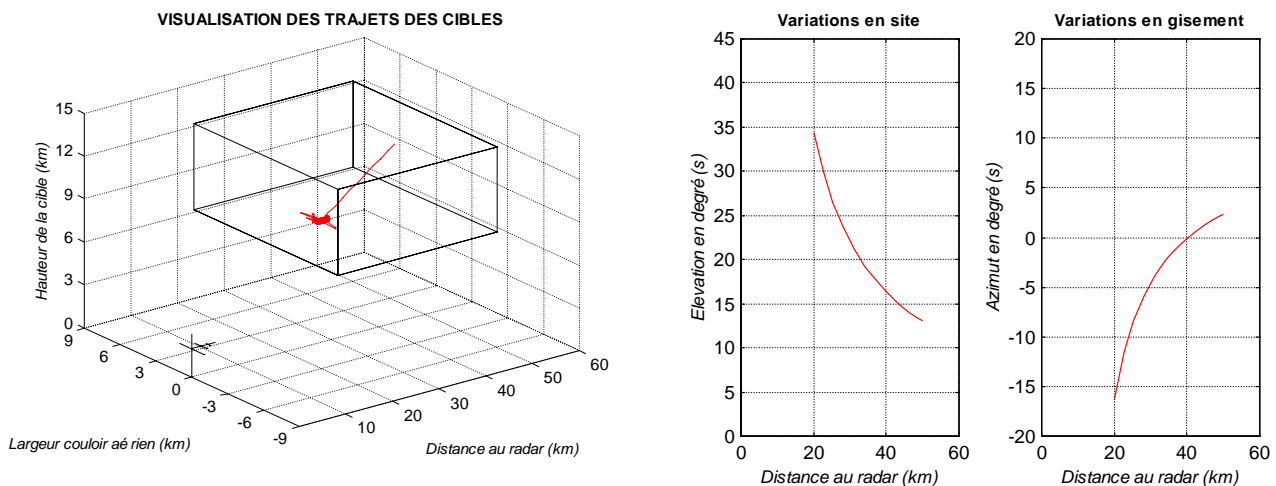


FIG. 5.5 - Visualisation du trajet de la cible pour les simulations, ainsi que des variations en site et en gisement correspondant à son déplacement.

En dehors du cas où la probabilité d'erreur est estimée le long de la trajectoire, la cible est supposée être située à 30 km du radar, c'est-à-dire que le site et le gisement d'observation sont respectivement $+22^\circ$ et -6° (ou 6° car la SER de l'avion est symétrique). Le choix des fréquences, quant à lui, a été effectué en fonction de celles émises lors des expérimentations. Nous avons utilisé les fréquences 20, 33, 42 et 52 MHz. Les modèles définis n'étant pas représentatifs de la SER pour des fréquences supérieures à 60 MHz, nous n'avons pas simulé les fréquences les plus hautes émises par le système MOSAR.

A partir des conditions de test décrites ci-dessus, les possibilités de classification ont été estimées en regardant particulièrement :

- l'influence des critères choisis (amplitude, phase, etc...),
- l'influence du nombre de fréquences,
- l'effet de la trajectoire.

5.5.3.1. Influence du paramètre de classification

Le choix des données sur lesquelles la classification doit être réalisée est important car il permet d'évaluer l'apport d'un paramètre, comme par exemple la phase, sur la probabilité d'erreur. L'estimation de cet apport est représentée sur les figures 5.6 et 5.7, dans le cas de prise de décision à l'aide respectivement du plus proche voisin et du réseau de neurones MLP.

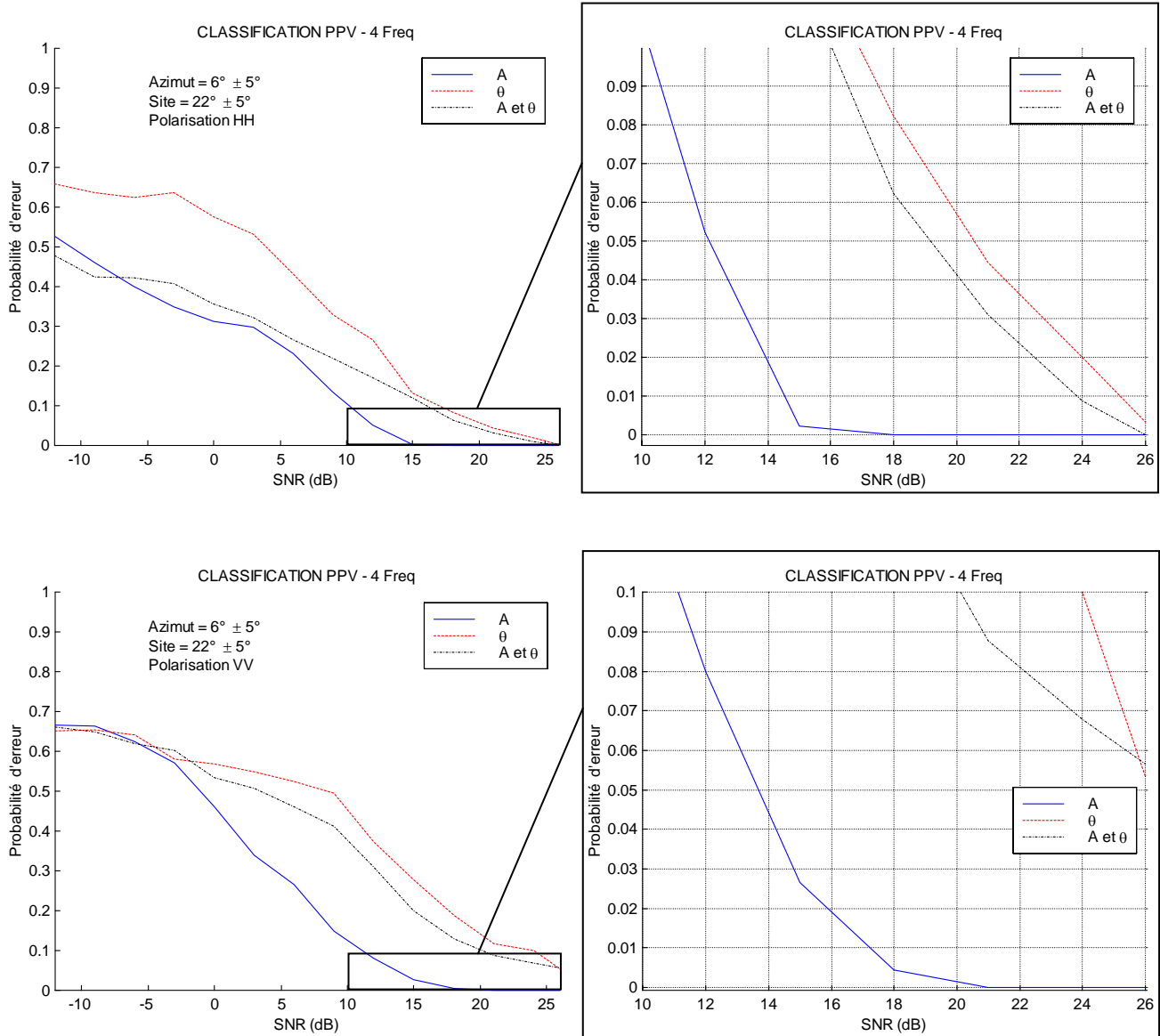


FIG. 5.6 - Influence du critère de classification dans le cas du plus proche voisin en polarisation horizontale et en polarisation verticale.

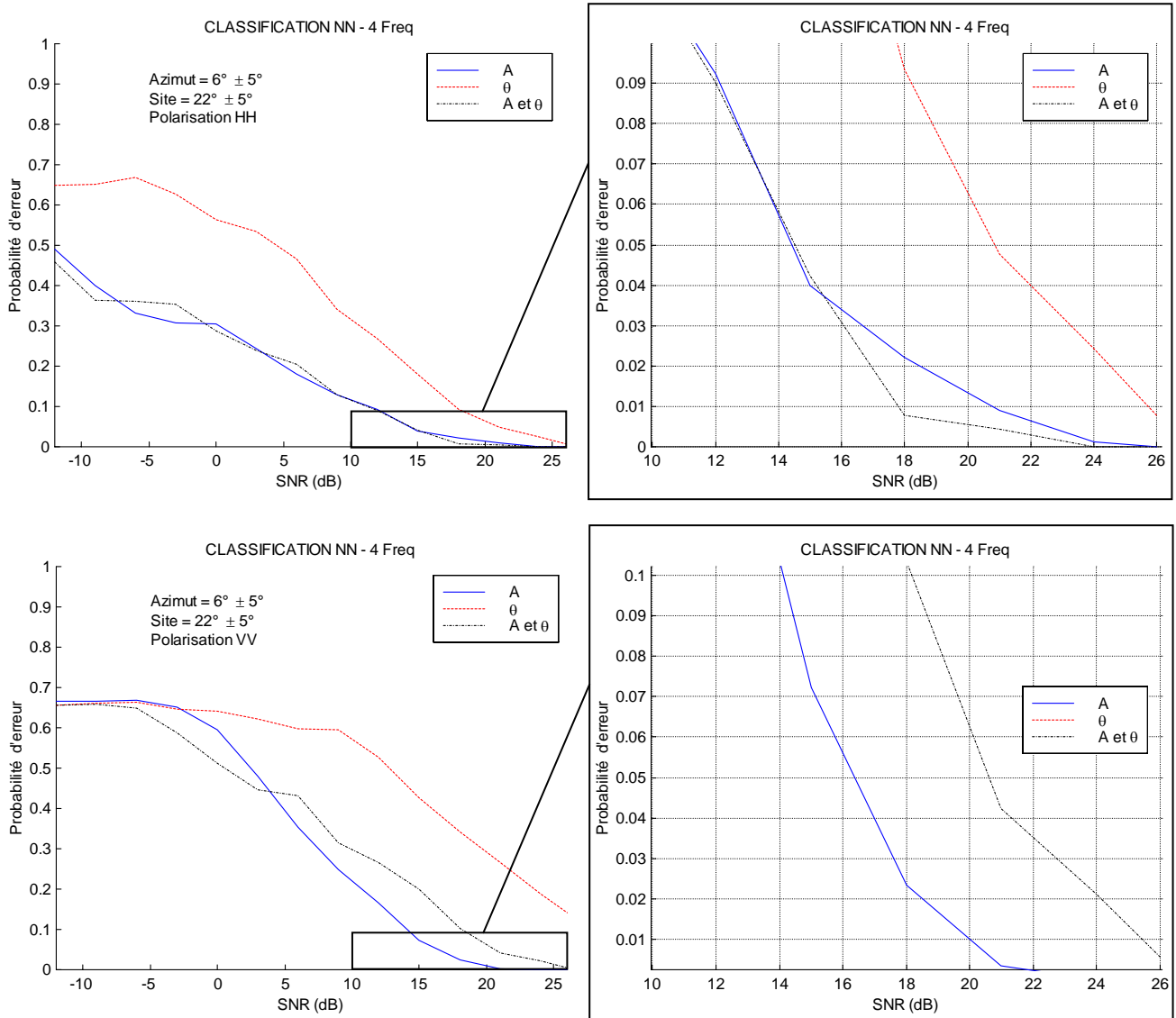


FIG. 5.7 - Influence du critère de classification dans le cas du réseau de neurones MLP en polarisation horizontale et en polarisation verticale.

Le calcul de la probabilité d'erreur a été effectué, dans les deux cas, en supposant l'émission de quatre fréquences et pour les deux polarisations, horizontale et verticale. La cible est située à une trentaine de kilomètres du radar.

Une des premières constatations que l'on peut faire au vu des différentes courbes, est que la probabilité d'erreur minimale est quasiment toujours obtenue en utilisant seulement l'amplitude pour la classification. Lorsque l'on ne considère que la phase (le terme θ), cette probabilité augmente de manière importante. Ceci peut s'expliquer du fait que la détermination de la phase est plus sensible au bruit (dû, entre autre, aux effets de saut de phase). On peut observer que ce terme de phase va dominer la décision lorsque l'on associe les deux critères (A et θ). En effet, l'ensemble des courbes montre que la probabilité d'erreur est alors supérieure à la probabilité d'erreur de l'amplitude seule, particulièrement dans le cas du plus proche voisin. Cette influence est moins visible avec l'utilisation du réseau de neurones, mais, dans tous les cas, on s'aperçoit que le terme de phase, associé tel quel à l'amplitude, n'apporte pas d'information supplémentaire permettant d'accroître le potentiel de classification.

Si l'on regarde maintenant le choix de la polarisation, la polarisation horizontale semble montrer des performances supérieures à la polarisation verticale, avec un gain moyen d'environ 2 dB sur le rapport signal sur bruit, si on considère les deux méthodes de classification.

La figure 5.6 montre que l'utilisation de celle-ci, permet d'obtenir une probabilité d'erreur inférieure à 5 % avec un rapport signal sur bruit autour de 12 dB. Il n'est donc pas irréaliste de pouvoir appliquer ce type de classification au système MOSAR.

5.5.3.1. Influence du nombre de fréquences

Un autre paramètre influant sur les performances des classifieurs, est le nombre de fréquences utilisées. Les courbes des figures 5.8 et 5.9 montrent cette influence pour les classifieurs PPV et MLP. Les conditions de simulations sont les mêmes que précédemment, c'est-à-dire pour les polarisations horizontale et verticale, et pour une cible située à 30 km du radar.

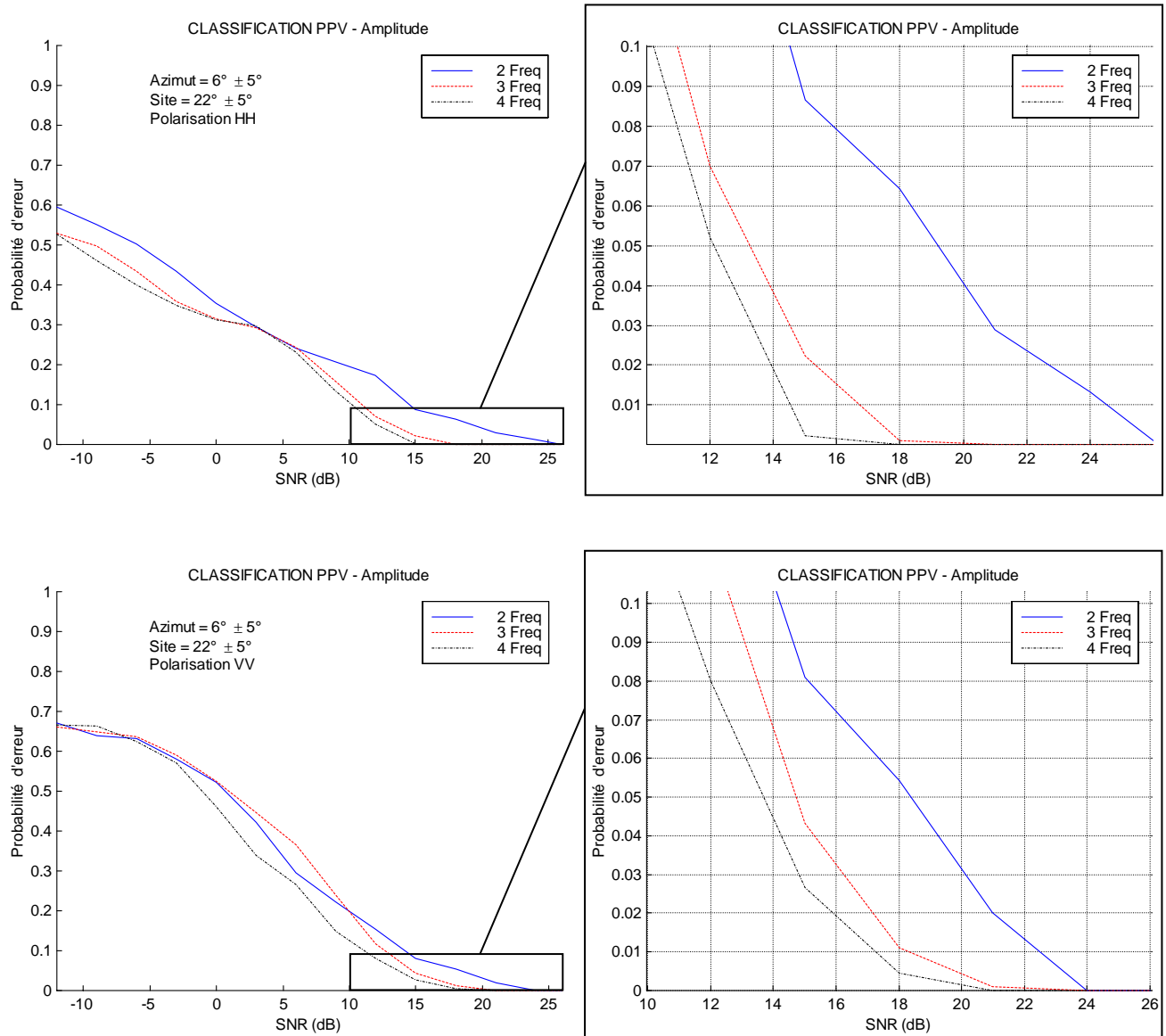


FIG. 5.8 - Influence du nombre de fréquences sur le potentiel d'identification dans le cas du plus proche voisin pour les polarisations horizontale et verticale.

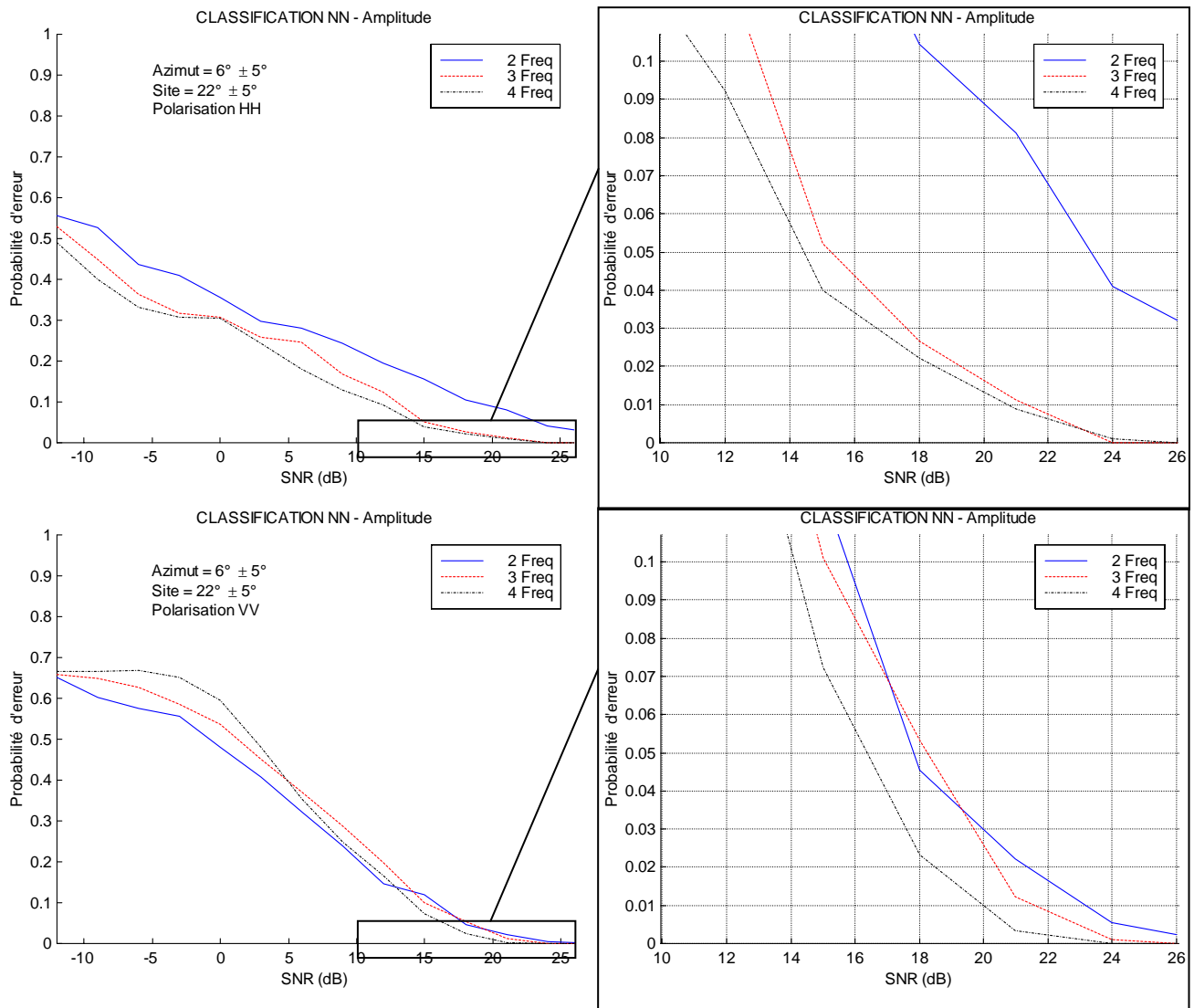


FIG. 5.9 - Influence du nombre de fréquences sur le potentiel d'identification dans le cas réseau MLP pour les polarisations horizontale et verticale.

L'ensemble des résultats précédents désignant l'amplitude comme critère le plus discriminant, l'influence du nombre de fréquences a été étudiée sur ce paramètre. On remarque que dans toutes les situations, l'augmentation du nombre de fréquences tend à diminuer la probabilité d'erreur. Mais, le gain entre l'utilisation de deux et trois fréquences est beaucoup plus conséquent que celui entre l'utilisation de trois et quatre fréquences. Cette observation est particulièrement flagrante dans le cas du critère du plus proche voisin, où si on se place à une probabilité d'erreur de 5 % en polarisation horizontale, le gain est d'environ 1 dB pour le passage de trois à quatre fréquences et de l'ordre de 6 dB pour le passage de deux à trois fréquences (respectivement 1 dB et 4 dB dans le cas de la polarisation verticale).

Dans le cas du réseau de neurones, le comportement est similaire. L'augmentation du nombre de fréquences diminue toujours la probabilité d'erreur, mais le gain est légèrement moins important en particulier en polarisation verticale. Il est à noter que la probabilité d'erreur calculée n'est qu'une estimation de cette dernière, elle possède donc un intervalle de confiance [48] (pour une probabilité d'erreur de 5 %, l'intervalle de confiance de 90 % est approximativement $\pm 1,2$ %). Ceci peut expliquer, entre autre, le recouplement des courbes dans le cas de la polarisation verticale.

Pour regarder plus en détail l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction du nombre de fréquences, nous avons augmenté ce nombre jusqu'à huit (figure 5.10). La probabilité d'erreur a été calculée pour la polarisation verticale, en utilisant la méthode du plus proche voisin.

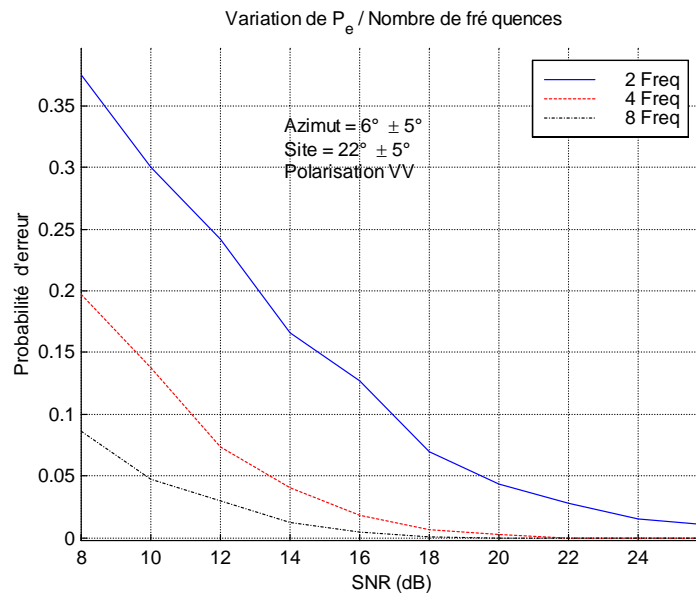


FIG. 5.10 - Évolution de la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit, pour 2, 4 et 8 fréquences. Etude réalisée en polarisation verticale à l'aide de la méthode du plus proche voisin.

Les mêmes remarques que sur les courbes précédentes, peuvent être faites pour la figure 5.10. Bien que l'augmentation du nombre de fréquences utilisées tend à faire baisser la probabilité d'erreur, le gain sur le rapport signal sur bruit est moins important entre 4 et 8 fréquences qu'entre 2 et 4 fréquences. En effet, pour obtenir une probabilité d'erreur de 5 %, il faut un rapport SNR de 10 dB pour 8 fréquences émises, de 13 dB pour 4 fréquences émises et de 19 dB pour 2 fréquences émises. Aussi, le gain entre 2 et 4 fréquences est de 6 dB alors qu'il n'est que de 3 dB entre 4 et 8 fréquences. Dès lors, il faut relativiser l'augmentation du nombre de fréquences, qui va créer un surcoût dans un système, sans pour autant diminuer considérablement la probabilité d'erreur. De plus, avec un nombre important de fréquences, il semble plus approprié d'utiliser des méthodes temporelles de classification [48][59].

5.5.3.1. Influence de la trajectoire

Les sites et gisements d'observation de l'avion variant de manière importante au cours du vol, il est possible de se trouver dans des situations défavorables pour la classification. Aussi, pour évaluer cet effet sur les cibles observées par le système MOSAR, nous avons calculé la probabilité d'erreur en différents points de la trajectoire représentée sur la figure 5.5. Ces points sont résumés dans le tableau ci-dessous.

Distance au radar (km)	22	24	26	28	30	32	34	36
Site (degrés)	30	28	26	24	22	20	20	18
Gisement (degrés)	12	10	8	6	4	4	2	2

TAB. 5.2 - Différents points de la trajectoire sur lesquels est évaluée la probabilité d'erreur.

Les distances au-delà de 36 km n'ont pas été représentées car les variations en site et en gisement deviennent plus faibles. L'observation des variations de P_e est réalisée dans les polarisations horizontale et verticale, avec l'amplitude comme critère discriminant les cibles.

Les figures 5.11 et 5.12 représentent l'évolution de P_e pour le critère du plus proche voisin et du réseau de neurone MLP, respectivement, en fonction de la distance radar-cible et du rapport signal sur bruit.

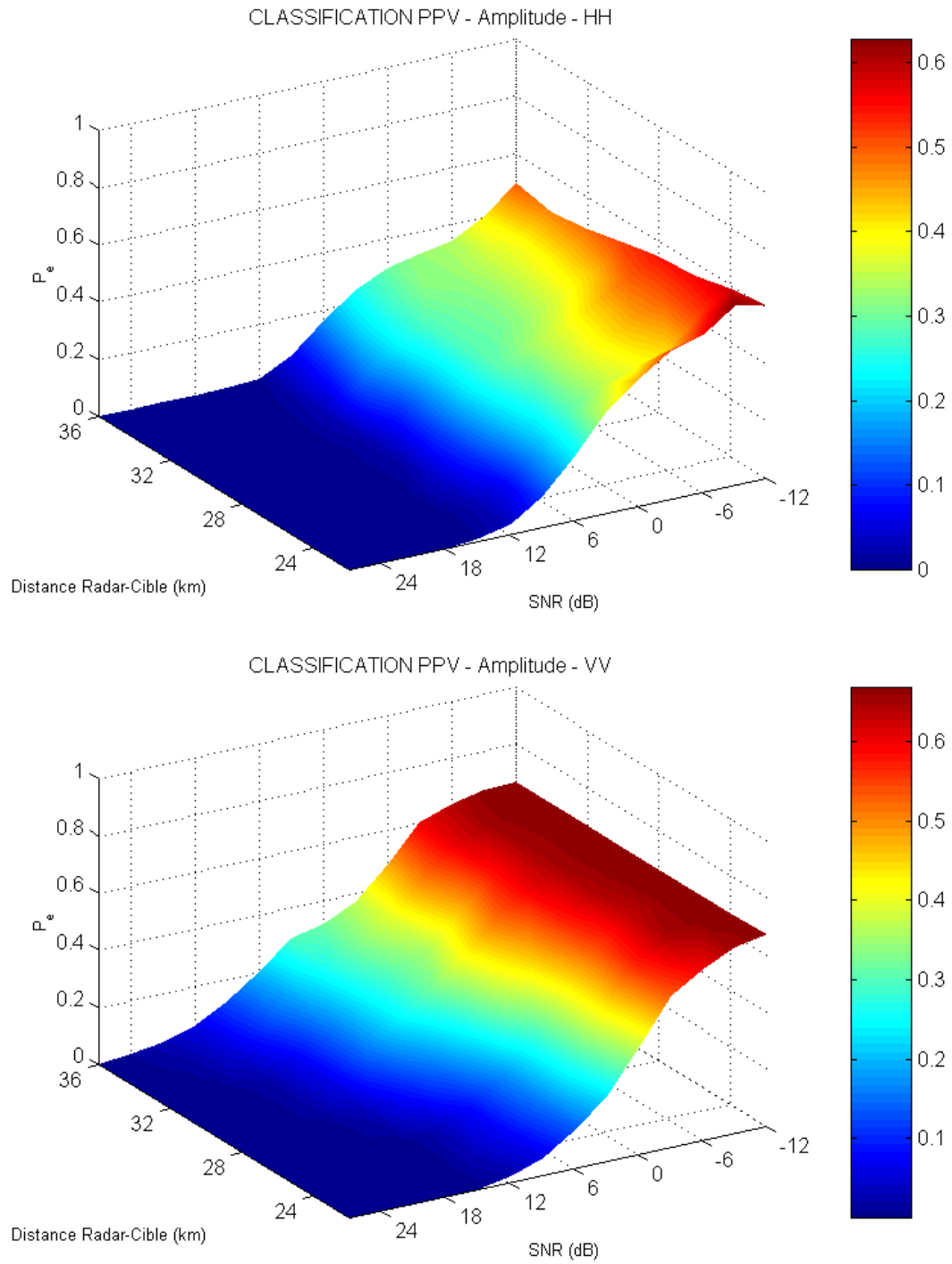


FIG. 5.11 - Variation de P_e en fonction de la trajectoire pour les deux polarisations, en utilisant la méthode du plus proche voisin.

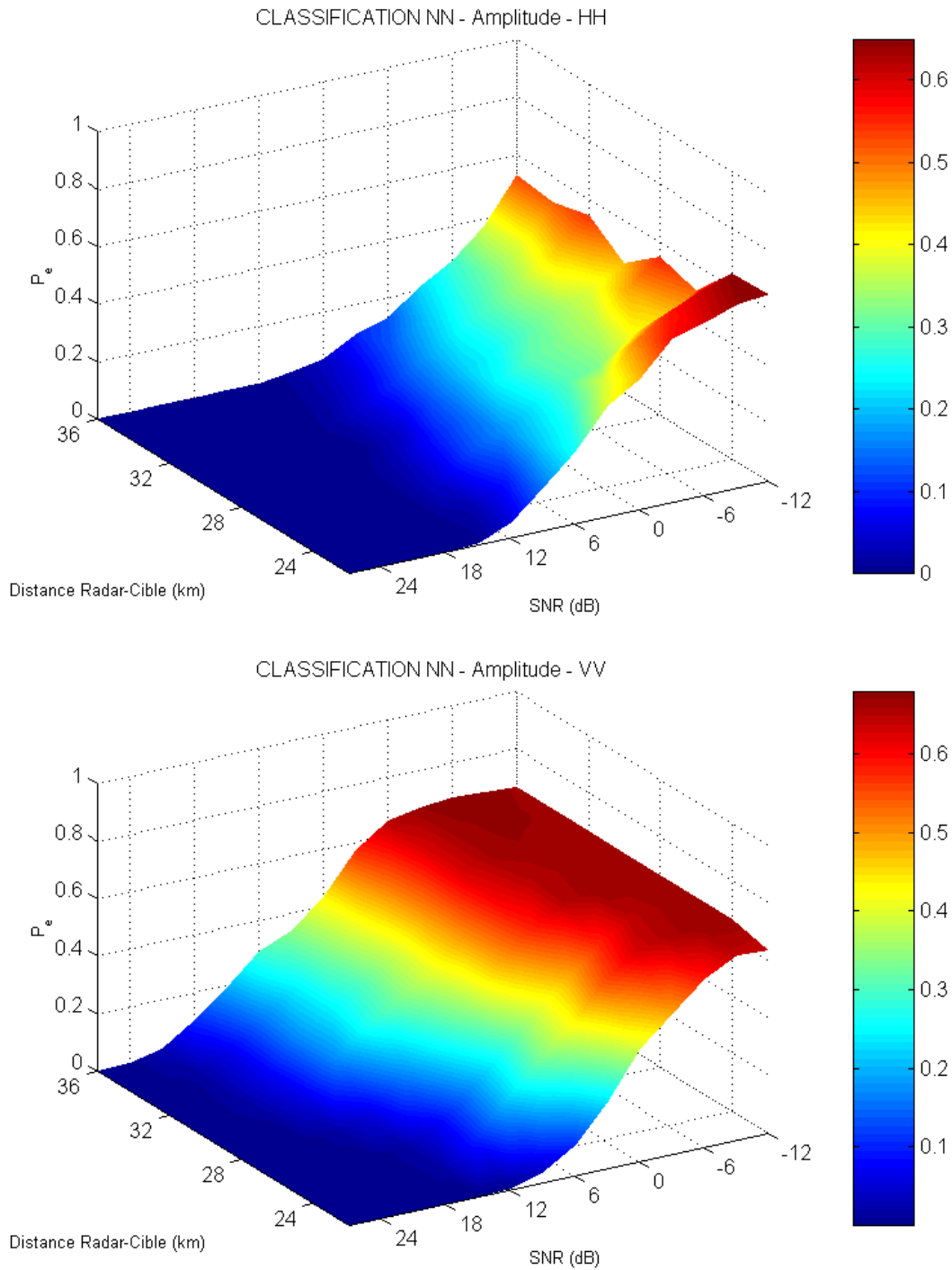


FIG. 5.12 - Variation de P_e en fonction de la trajectoire pour les deux polarisations, en utilisant le réseau de neurones MLP.

Elles montrent que la probabilité d'erreur évolue lentement le long de la trajectoire et que l'on observe pas de phénomène de « fading » dans la classification, c'est-à-dire une augmentation soudaine de la probabilité d'erreur pour un site et un gisement donnés. Cependant, on peut remarquer que la probabilité d'erreur diminue légèrement lorsque l'on s'éloigne du radar (incidences d'observation faibles), en polarisation horizontale, alors que le phénomène inverse se produit en polarisation verticale. Mais, majoritairement, la polarisation horizontale est plus discriminante que la polarisation verticale.

5.5.3.1. Influence de l'utilisation du terme différentiel de phase θ au lieu de la phase intrinsèque ϕ sur la classification

Le terme de phase différentiel θ défini au paragraphe 5.2. a été utilisé en remplacement de la phase intrinsèque ϕ , difficile à extraire des données mesurées. Nous avons voulu, dans cette section, comparer les classifications effectuées sur les termes θ et ϕ , afin d'estimer le gain ou la perte apportés à la classification par l'utilisation du terme θ . La figure 5.13 présente ces comparaisons pour les deux méthodes de classification. On peut noter que, hormis le cas de la polarisation verticale pour l'algorithme MLP, les différences entre les courbes sont relativement faibles. Cependant, les résultats de la classification sur la phase de la SER sont légèrement supérieurs.

Dans le contexte du système MOSAR, la substitution de la phase de la SER par le terme θ est quand même une solution intéressante, car l'extraction de ce terme est relativement facile et les résultats de la classification ne sont que très faiblement dégradés (pour une probabilité de 10 %, la perte sur le rapport signal sur bruit est de l'ordre de 1 dB).

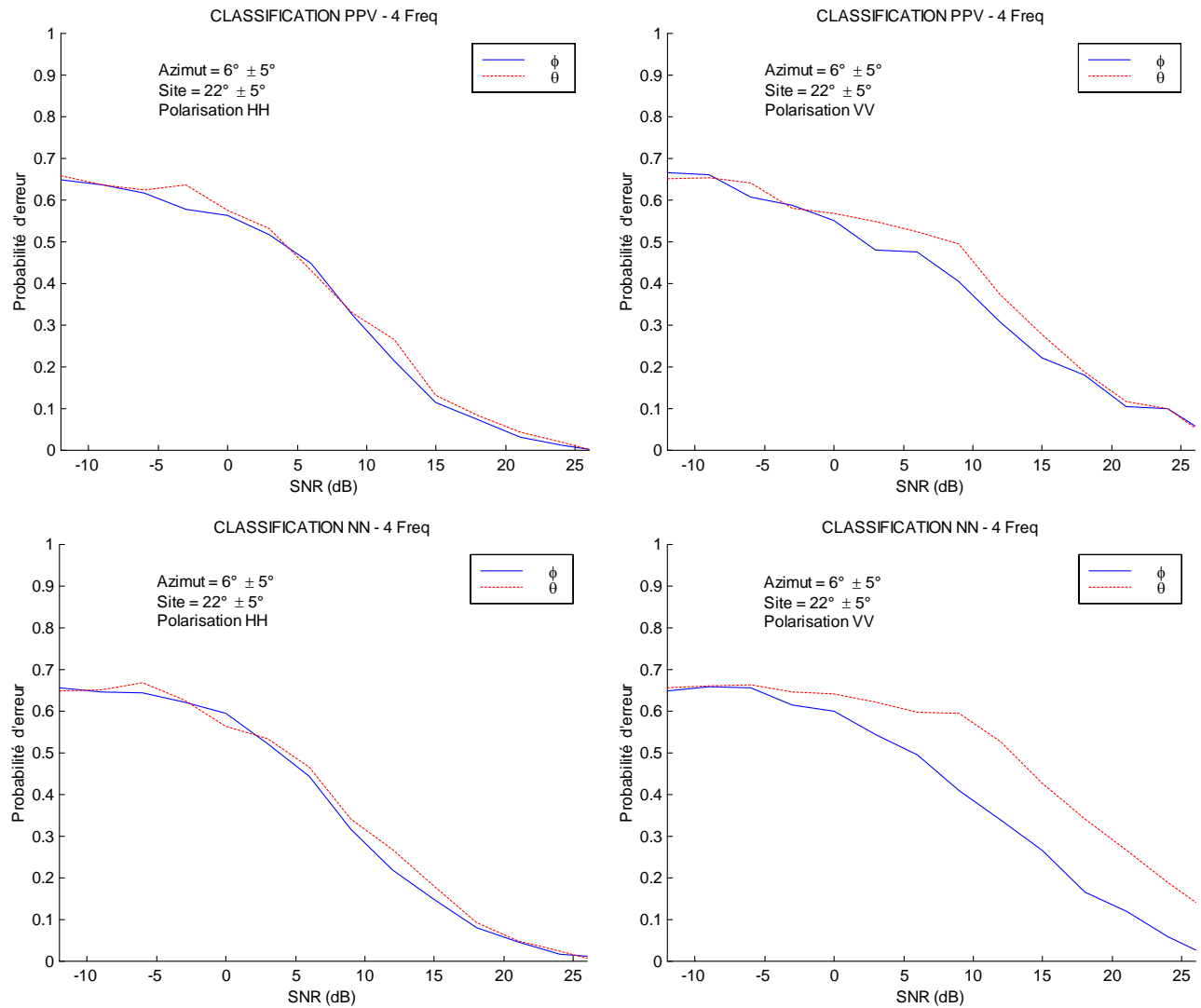


FIG. 5.13 - Influence de l'utilisation du terme θ au lieu de la phase sur la classification. Comparaison pour les classifieurs du plus proche voisin et du réseau MLP pour les deux polarisations.

5.5.4. Comparaison entre les deux méthodes de classification

Pour conclure ce chapitre, les deux méthodes de classification sont comparées. L'objectif n'est pas de les mettre en concurrence, mais plutôt d'évaluer les possibilités de classification dans le contexte MOSAR. Cependant, la comparaison de celles-ci permet de montrer l'importance du choix d'un classifieur pour optimiser les performances de reconnaissance.

Les figures 5.14, 5.15 et 5.16 présentent la comparaison des deux classifieurs pour différents critères : l'amplitude, la phase et la combinaison des deux. Excepté le cas où l'amplitude et la phase sont prises en compte, la méthode du plus

proche voisin est plus performante que l'utilisation du réseau de neurones MLP. Le gain sur le rapport signal sur bruit est de l'ordre de 1 à 2 dB en moyenne.

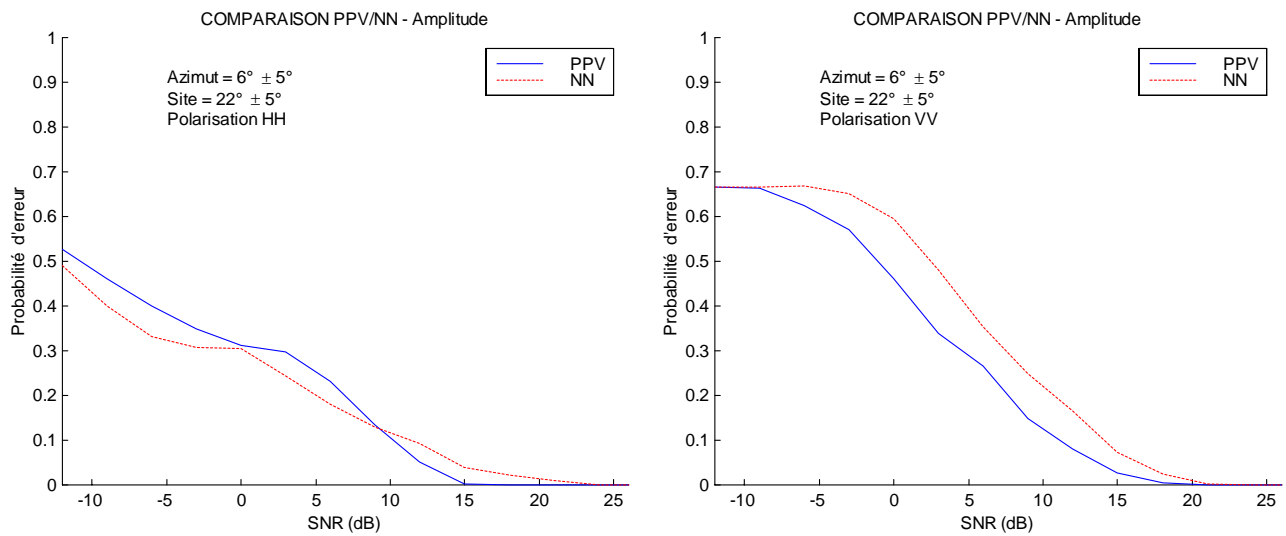


FIG. 5.14 - Comparaison des deux méthodes pour la classification à partir de l'amplitude, pour les polarisations horizontale et verticale.

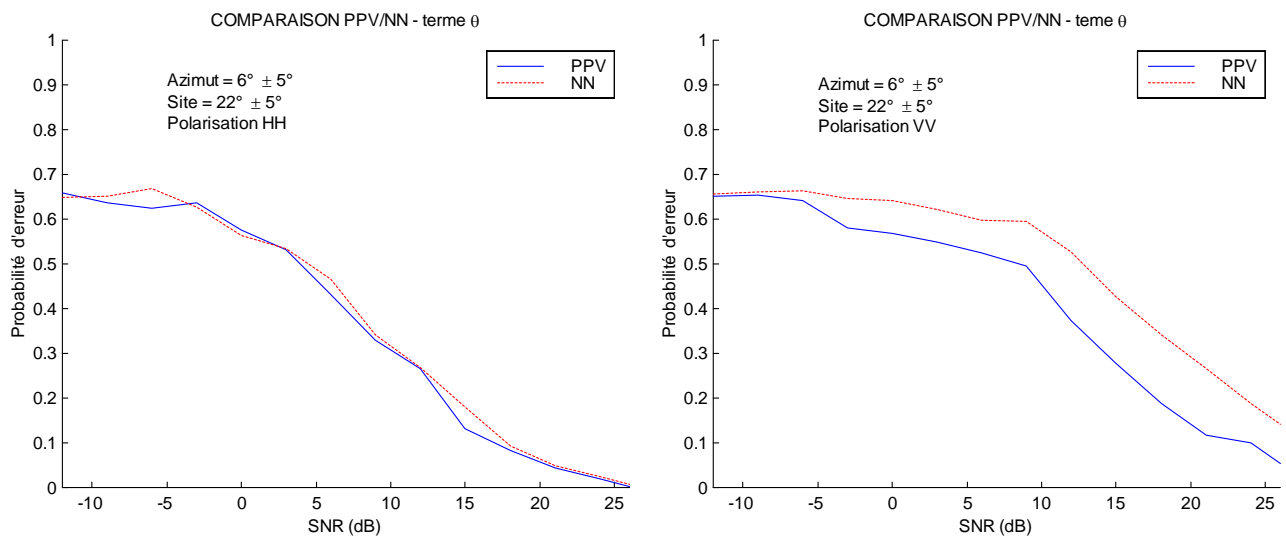


FIG. 5.15 - Comparaison des deux méthodes pour la classification à partir du terme de phase θ , pour les polarisations horizontale et verticale.

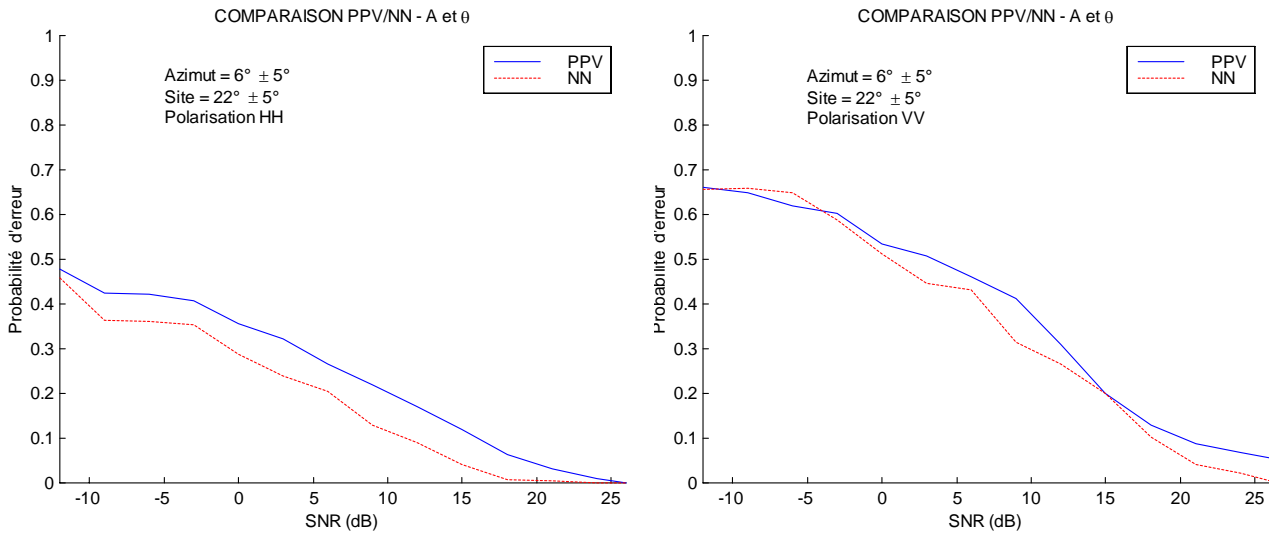


FIG. 5.16 - Comparaison des deux méthodes pour la classification à partir des deux paramètres simultanément, pour les polarisations horizontale et verticale.

En ce qui concerne, la combinaison de deux critères amplitude et phase, le réseau de neurones donne des résultats supérieurs. Ce résultat est à relativiser, car il est lié au fonctionnement des deux méthodes. Il est à noter, par ailleurs que, dans les deux cas, les probabilités d'erreur sont supérieures à celles calculées pour l'amplitude seule. Dans le cas du critère du plus proche voisin, on a vu, que pour prendre l'amplitude et la phase avec le même poids dans le calcul de la distance euclidienne, une pondération utilisant leurs variances respectives a été utilisée. Celles-ci ont été estimées à partir de la base de données, aussi la pondération appliquée peut accentuer ou diminuer, selon les cas, la prise en compte de la phase dans le calcul de la distance. Cela peut expliquer, entre autre, que la courbe de probabilité d'erreur de la combinaison des deux paramètres est plus proche de celle de la phase seule que celle de l'amplitude seule (figure 5.6).

Le réseau de neurone n'a pas le même comportement. Lors de la phase d'apprentissage, il est possible que les pondérations des connexions soient évaluées afin de limiter l'influence des composantes du terme de phase, ce qui fait tendre, dans ce cas, la courbe de probabilité d'erreur vers celle de l'amplitude seule.

Dès lors, si dans le cas du critère du plus proche voisin on optimise les pondérations, on peut arriver à faire tendre la courbe de probabilité d'erreur de la combinaison des deux critères vers celle de l'amplitude seule et, dans ce cas, inverser l'observation de la figure 5.16.

5.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évalué les possibilités de classification de cibles à l'aide de deux classifieurs, le plus proche voisin et le réseau de neurones MLP. L'analyse des résultats a permis d'apporter quelques éléments de réponse.

Nous avons particulièrement observé que :

- la classification sur l'amplitude semble donner les meilleurs résultats, en observant donc une incompatibilité des critères amplitude et phase pour la reconnaissance lorsqu'ils sont utilisés tels quels, remarque faite précédemment par CHEN [59].
- l'augmentation du nombre de fréquences fait diminuer la probabilité d'erreur, mais de manière modérée, ce qui remet en question une augmentation systématique du nombre de fréquences pour augmenter le potentiel d'identification.
- il est possible d'améliorer la classification en choisissant le classifieur le plus approprié.

Cependant, la base de données reste trop succincte pour généraliser ces résultats et les mêmes expérimentations sur une base de données plus conséquente sont nécessaires pour confirmer nos observations.

Conclusion

Actuellement, peu de travaux sur la reconnaissance de cibles aériennes et leur caractérisation dans les basses fréquences ont été publiés. De ce fait, les phénomènes régissant leur rétrodiffusion sont souvent mal connus, principalement en zone de résonance. Il est alors difficile d'évaluer le potentiel de classification de cette bande de fréquence.

A travers l'étude menée, quelques réponses sur les possibilités de reconnaissance en bande HF-VHF, à l'aide d'un radar multifréquence et multipolarisation MOSAR ont été apportées. L'analyse obtenue est le résultat d'une approche expérimentale basée sur l'étude de campagnes de mesures, et d'une approche analytique basée sur l'étude de données simulées.

L'approche expérimentale repose, dans un premier temps, sur la mise en place d'un système de mesure performant. Le système radar MOSAR permet la détermination de la SER de cibles en bande HF-VHF, sur quatre fréquences simultanément, en polarisation horizontale ou verticale à l'émission, et en polarisation horizontale et verticale à la réception. Les expérimentations qui se sont déroulées sur plusieurs mois, ont permis de valider le système de mesures et d'obtenir des résultats.

D'une part, les notions de cohérence fréquentielle et temporelle pour des cibles illuminées en basses fréquences ont pu être quantifiées. L'étude de la cohérence en fréquence des signaux a montré une cohérence forte (> 0.8) pour des écarts en fréquence inférieurs à 1 MHz. Dans le domaine temporel, l'influence des variations de la SER sur l'amplitude du signal s'est avérée faible ce qui conduit à une cohérence très élevée. L'intégration des signaux pour l'extraction des paramètres sur des temps de l'ordre de quelques centaines de millisecondes, peut alors se faire sans perte d'information. D'autre part, la réalisation des campagnes de mesures sans la connaissance de la trajectoire de la cible, a mis en évidence que les fluctuations de la SER en basses fréquences, sont soumises de façon importante aux aspects angulaires. En effet, pour des avions suivant des trajectoires situées dans le même couloir aérien, les profils de puissance mesurés, et donc de SER, peuvent différer totalement. La reproductibilité des signatures est, dans ce cas, difficile à obtenir, et l'association d'un profil de SER à une cible donnée nécessite alors la connaissance exacte de sa trajectoire.

Par une approche analytique, il a été possible de caractériser la SER des cibles dans la bande HF-VHF afin de mieux comprendre leur comportement, ainsi que d'étudier les possibilités de classification des cibles.

Dans un premier temps, un modèle numérique de Boeing 747-200 a été développé à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique basé sur la méthode des moments, puis validé par des mesures réalisées en chambre anéchoïde par l'ONERA. La qualité du modèle obtenu a permis d'analyser la SER des cibles entre 20 et 60 MHz et de quantifier l'influence de leurs trajectoires sur les profils de SER. Ces simulations ont confirmé les observations faites lors des campagnes de mesures.

Dans un second temps, les possibilités de reconnaissance ont été évaluées grâce au développement de plusieurs modèles numériques d'avions commerciaux (Boeing 737-200, Airbus A320, Boeing 747-200), et de deux algorithmes de classification. L'un est basé sur la méthode du plus proche voisin et l'autre est un réseau de neurones perceptron multicouche. Les critères discriminants choisis ont été l'amplitude de la SER et un terme différentiel de phase basé sur les phases extraites des signaux de deux fréquences consécutives. Ce terme ne dégrade que très peu la classification mais permet une extraction d'une information, liée à la phase, plus facile. La classification effectuée sur ces critères montre que l'amplitude seule apporte les meilleurs résultats. L'introduction de la phase dégrade, dans la plupart des cas, la probabilité d'erreur. Il existe donc une incompatibilité de critères. Cependant, il semble possible de sous-entendre une classification sur l'amplitude pour un rapport signal sur bruit moyen de 10 dB.

Les analyses effectuées ont été limitées par les capacités du système radar et des calculateurs. Une analyse plus détaillée des possibilités de reconnaissance nécessite alors plusieurs études complémentaires.

Les principales limites liées au système de mesure, concerne, d'une part, l'impossibilité de commuter les polarisations et donc de connaître la matrice de rétrodiffusion complète de la cible et, d'autre part, l'absence d'un radar de poursuite auxiliaire, afin de mesurer la trajectoire des cibles. De nouvelles campagnes de mesures incluant ce paramètre et le système de trajectographie, devraient permettre d'améliorer les connaissances sur les signatures des cibles en bande HF-VHF, mais aussi de compléter l'analyse de leur cohérence.

La caractérisation des cibles peut elle aussi être améliorée. Les performances des calculateurs usuels, limitent les possibilités de modélisation des cibles étudiées à la bande 20-60 MHz. L'utilisation des modèles à des fréquences plus élevées, demande une définition plus fine de ces derniers. Le coût en temps de calcul et en place mémoire augmente alors considérablement. Cependant, l'optimisation du maillage des cibles pourrait permettre d'élargir, de manière modérée, le domaine de validité du modèle.

Enfin, les résultats obtenus pour la classification de cibles ne sont que préliminaires. Pour une étude plus rigoureuse, il est nécessaire d'augmenter le nombre de modèles de la base de données. Les performances, quant à elles, peuvent être améliorées en définissant des critères caractérisant les cibles plus judicieux que l'association amplitude/phase, et en développant des algorithmes de classification plus élaborés. Il pourrait notamment être envisagé d'utiliser des réseaux de neurones non supervisés.

Toutes ces améliorations devraient alors permettre de tester les méthodes de classification sur des données acquises par le système MOSAR et de statuer plus en détail, sur ses possibilités de reconnaissance.

Annexe

Diagrammes de rayonnement simulés des antennes du système MOSAR

Plusieurs méthodes de simulation (méthode RCM et méthode Rv/Rh) permettant la caractérisation des antennes utilisées dans l'application MOSAR, ont été développées [18][19]. Ces méthodes, ont été comparées à des mesures réalisées en octobre 1995 par le CNET [20]. La méthode RCM s'est alors avérée être la plus performante [21].

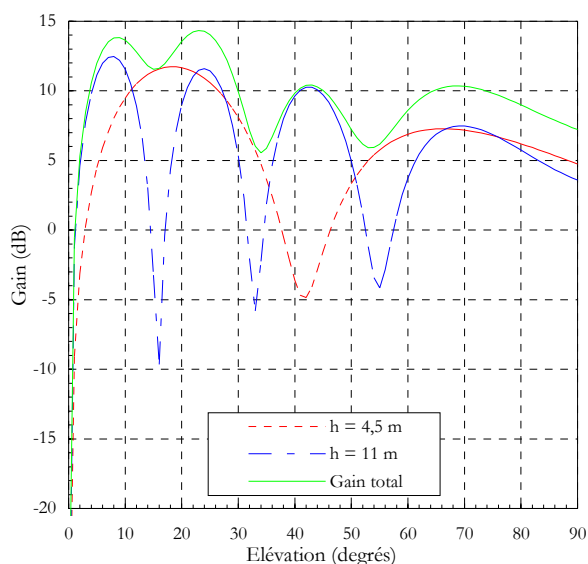
Cette méthode a donc été utilisée pour optimiser le gain des réseaux d'antennes, en jouant sur leurs positions relatives. Dans cette annexe sont présentés les différents diagrammes de rayonnements pour les hauteurs d'antennes définies au chapitre 2.

Deux cas sont considérés :

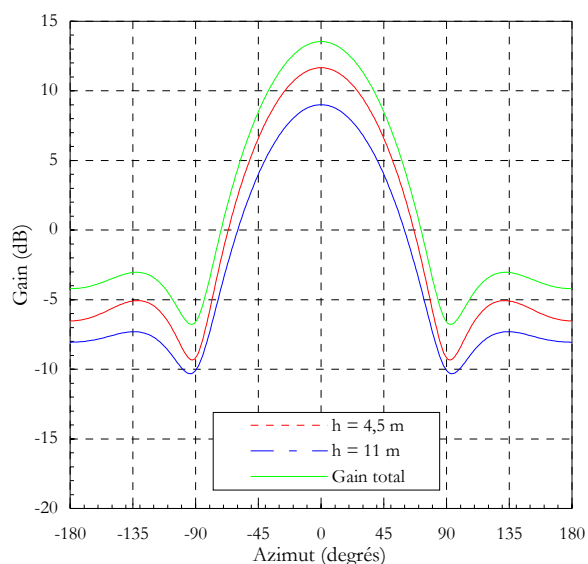
- une correction de phase est appliquée pour chaque direction de visée (figures A.1 à A.4),
- une correction de phase est appliquée pour une direction de visée fixée (figures A.5 à A.8).

Dans la première situation, les positions choisies pour les antennes permettent d'élargir la couverture des réseaux. Les maxima d'une antenne compensent les minima de l'autre, pour chaque polarisation.

Il est à noter cependant, que la modification des phases pour la formation de faisceaux à l'émission, nécessite un arrêt temporaire du système. La deuxième situation envisagée montre donc, la portion de l'espace éclairée par l'antenne lorsque les phases sont appliquées et figées pour un cycle d'acquisition. Elle fait apparaître des atténuations dans les diagrammes en azimut autour de l'axe de visée. Pour garder un pouvoir de détection maximum, il est nécessaire, dans ce cas, que la cible soit proche de la direction de visée.

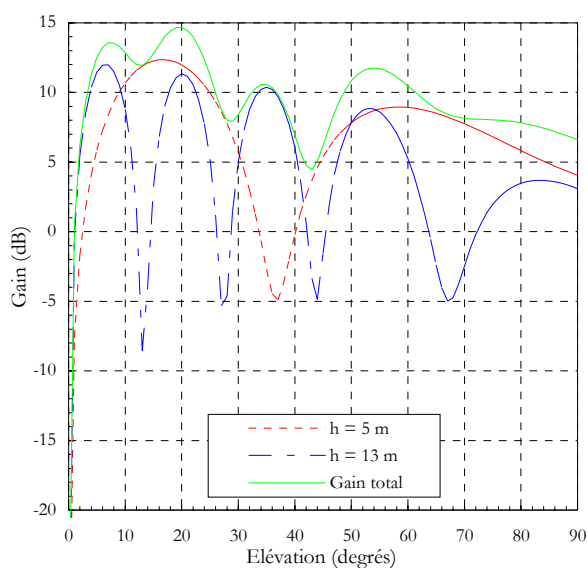


A) Azimut fixé à 0°.

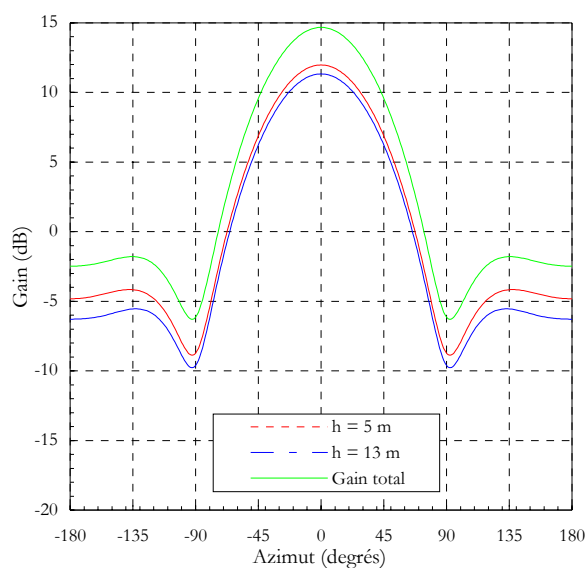


B) Élévation fixée à 20°.

FIG. A.1 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau d'émission, pour une fréquence de 50 MHz, au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001$ S/m et $\epsilon_r=15$) – Polarisation horizontale.



A) Azimut fixé à 0°.



B) Élévation fixée à 20°.

FIG. A.2 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau de réception, pour une fréquence de 50 MHz, au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001$ S/m et $\epsilon_r=15$) – Polarisation horizontale.

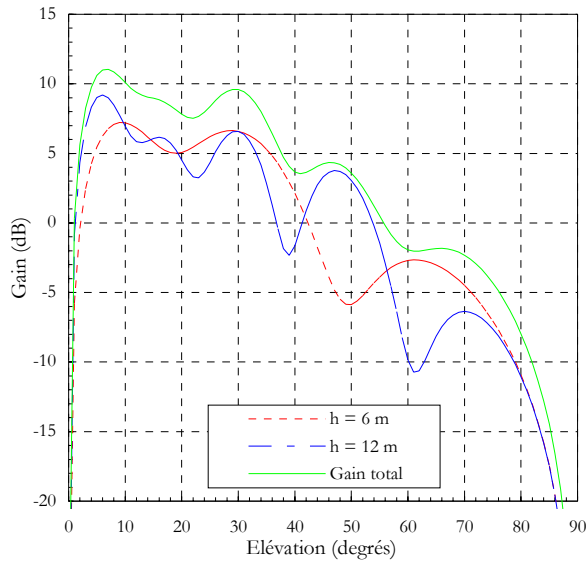
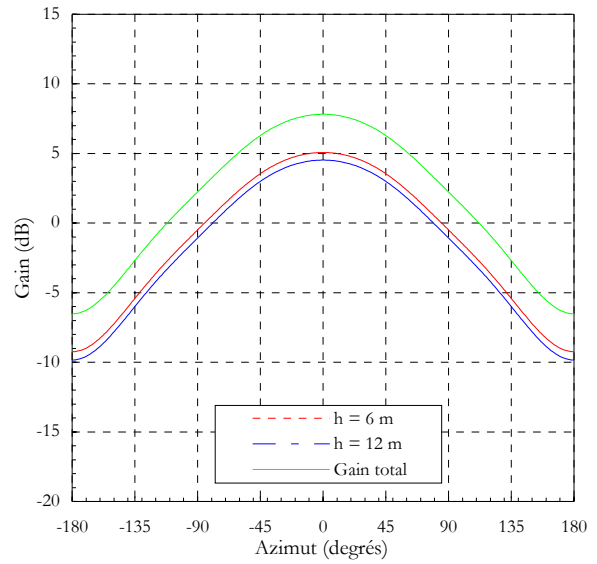
A) Azimut fixé à 0° .B) Élévation fixée à 20° .

FIG. A.3 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau d'émission, pour une fréquence de 50 MHz, au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001$ S/m et $\epsilon_r=15$) – Polarisation verticale.

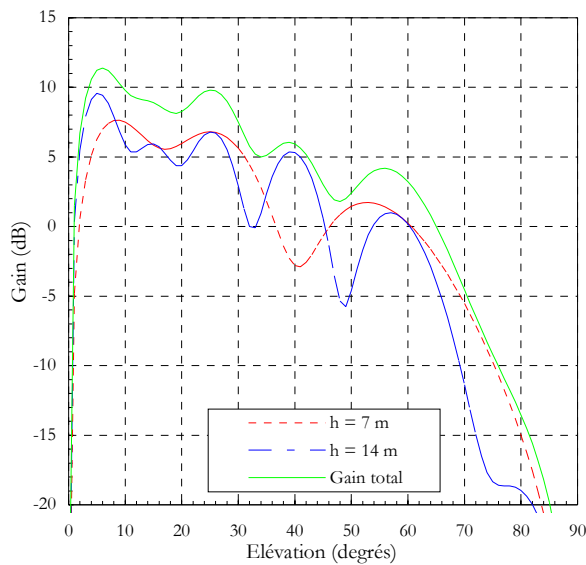
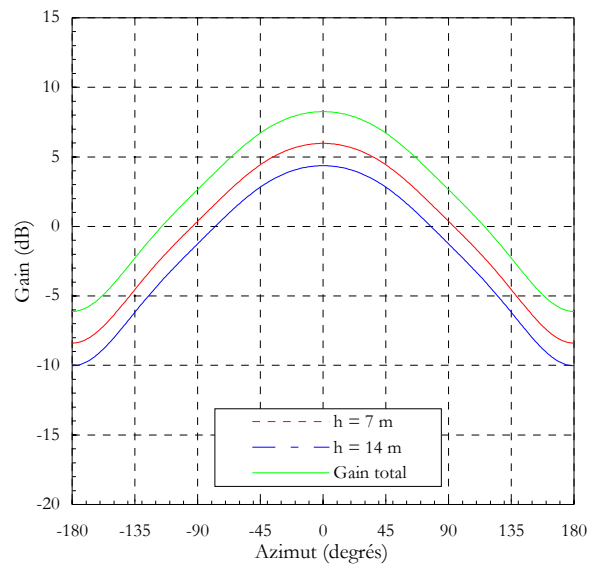
A) Azimut fixé à 0° .B) Élévation fixée à 20° .

FIG. A.4 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau de réception, pour une fréquence de 50 MHz, au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001$ S/m et $\epsilon_r=15$) – Polarisation verticale.

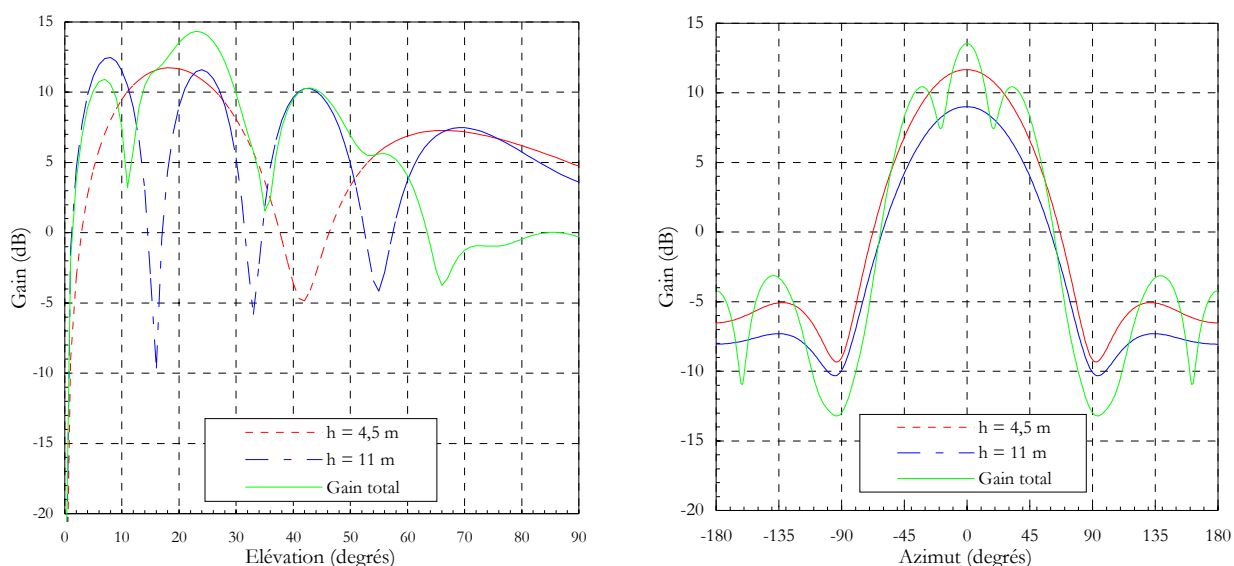


FIG. A.5 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau d'émission, pour une fréquence de 50 MHz et pour une direction de visée fixée (élévation = 20°, azimut = 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001$ S/m et $\epsilon_r=15$) – Polarisation horizontale.

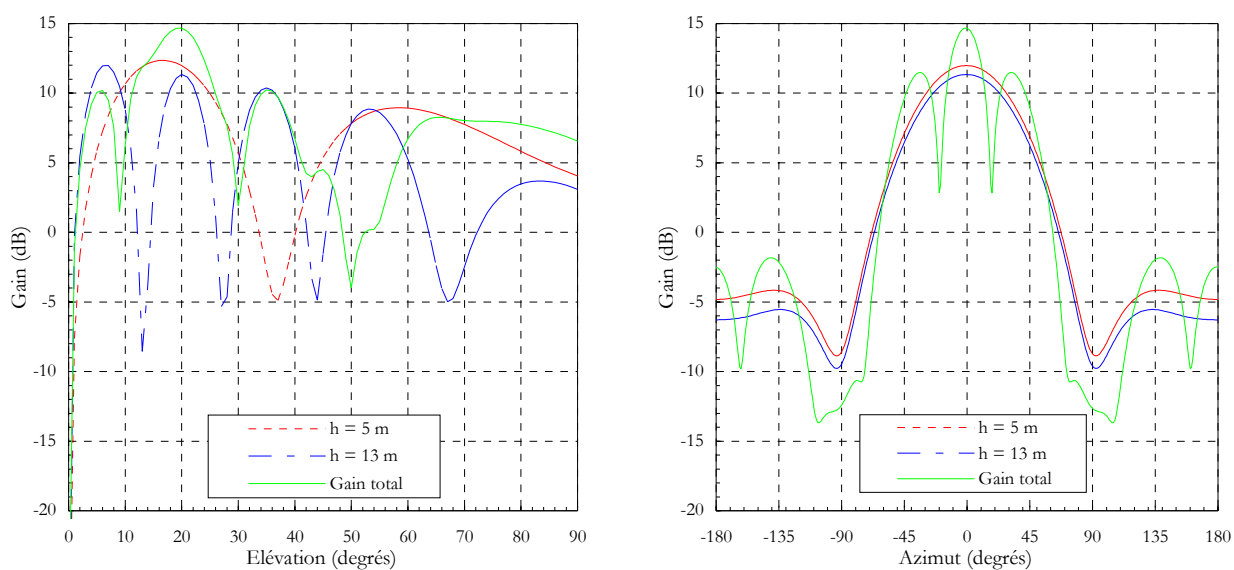


FIG. A.6 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau de réception, pour une fréquence de 50 MHz et pour une direction de visée fixée (élévation = 20°, azimut = 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur – Polarisation horizontale.

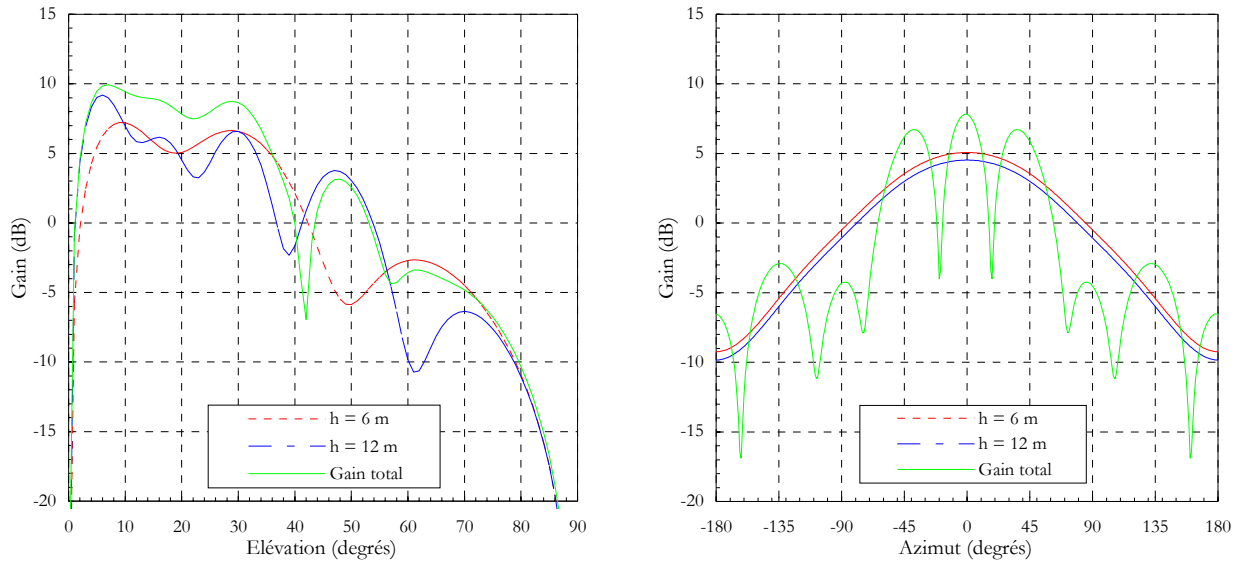


FIG. A.7 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau d'émission, pour une fréquence de 50 MHz et pour une direction de visée fixée (élévation = 20° , azimuth = 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001$ S/m et $\epsilon_r=15$) – Polarisation verticale.

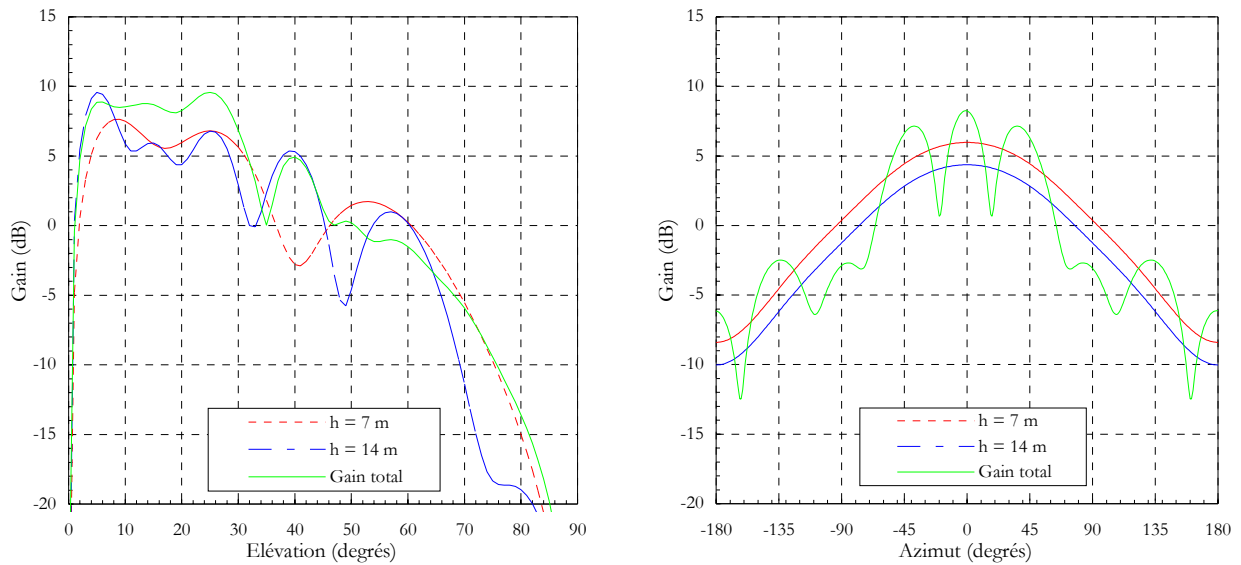


FIG. A.8 - Diagrammes de rayonnement simulés par la méthode RCM du réseau de réception, pour une fréquence de 50 MHz et pour une direction de visée fixée (élévation = 20° , azimuth = 0°), au-dessus d'un sol moyennement conducteur ($\sigma=0,001$ S/m et $\epsilon_r=15$) – Polarisation verticale.

Bibliographie

-
- [1] F. LE CHEVALIER, « *Les basses fréquences en radar* », Colloque International sur le Radar, Paris, pp. 350-357, mai 1994.
 - [2] V. NEBABIN, « *Methods and techniques of radar recognition* », Artech House, Boston - London, 1995.
 - [3] C. BAUM, « *Signature-based target identification and pattern recognition* », IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 36, N° 3, June 1994.
 - [4] C. CHUANG, D. MOFFATT, « *Natural resonances of radar targets via Prony's method and target discrimination* », IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. AES-12, N° 5, September 1976.
 - [5] P. ILAVARASAN, J. ROSS, « *Performance of an automated radar target discrimination scheme using E-pulses and S-pulses* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-41, N° 5, May 1993.
 - [6] C. BAUM, J. ROTHWELL, « *The singularity expansion method and its application to target identification* », Proceedings of the IEEE, Vol. 79, N° 10, October 1991.
 - [7] F. LE CHEVALIER, « *Principes de traitement des signaux radar et sonar* », ENST, Masson, 1989.
 - [8] G.T. RUCK, D.E. BARRICK, W.D. STUART, C.K. KRICHBAUM, « *Radar cross-section handbook* », Volume 1, Plenum Press, New-York – London, 1970.
 - [9] M. VAN BLARICUM, R. MITTRA, « *Problems and solutions associated with Prony's method for processing transient data* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-26, N° 1, January 1978.
 - [10] M. CARRION, A. GALLEG0, « *Subsectional-polynomial E-pulse synthesis and application to radar target discrimination* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-41, N° 9, September 1993.
 - [11] H. LYN, A. KIENSKY, « *Identification of complex geometrical shapes by means of low-frequency radar returns* », The Radio and Electronic Engineer, Vol. 46, N° 10, October 1976.
 - [12] M. LIN, Y. KIANG, « *Target discrimination using multiple-frequency amplitude returns* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-38, N° 11, November 1990.
 - [13] O. SANDS, F. GARBER, « *Syntactic classification of radar measurements of commercial aircraft* », IEEE National Radar Conference, Dallas, 1989.
 - [14] C. BROUSSEAU, « *Définition, réalisation et tests d'un radar VHF multifréquence et multipolarisation – Projet MOSAR* », Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, Rennes, janvier 1995.
 - [15] J.C. DURAND, « *Analyse des phénomènes physiques, spécifications du logiciel de propagation* », Rapport THOMSON – CSF/SDC/DTS/ETS2-03/94, Convention DRET N° 92/166, Novembre 1994.
-

-
- [16] M. FLECHEUX, « *Projet MOSAR : Contribution à l'élaboration d'un modèle de propagation* », Rapport Technique N° RT 35/3564 SY, ONERA, Avril 1995.
 - [17] C. BROUSSEAU, A. DAVID, G. LAUNAY, A. BOURDILLON, « *Radar HF-VHF multiporteuse MOSAR – Achèvement de la maquette/Adjonction de la polarisation verticale* », Rapport final poste 3.1, Convention DRET N° 96/060, Université de Rennes 1, Janvier 1999.
 - [18] Z. BOURY, « *Influence des sols naturels sur les performances des antennes dipolaires dans les gammes HF/VHF* », Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, Rennes, 1994.
 - [19] Z. BOURY, D. SORAIS, L. BERTEL, « *Theoretical and experimental evaluation of the gain of log-periodic dipole antenna over ground plane* », IEE 6th International Conference on HF Radio Systems and Technics, York, United Kingdom, July 1994.
 - [20] J.Y. LE SAOUT, M. BOITEUX, E. DUVAL, D. PICHON, R. POITEVIN, « *Compte-rendu de la campagne de mesure des diagrammes de directivité du radar MOSAR* », Rapport RP/LAB/PTI/90, CNET-Lannion B Groupement PTI, France Télécom, novembre 1995.
 - [21] C. BROUSSEAU, O. AIRIAU, Z. BOURY, A. BOURDILLON, « *Radiation patterns of a log-periodic antenna in the VHF band : comparison between simulations and measurements* », IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Montréal, Canada, July 13-18 1997.
 - [22] C. BROUSSEAU, L. BERTEL, « *V.H.F. Polarimetric Radar Antenna Arrays* », Second International Workshop on Radar Polarimetry, Nantes, France, September 1992.
 - [23] C. BROUSSEAU, A. DAVID, A. BOURDILLON, « *Measurements of aircrafts RCS in the low VHF band* », 5^{ème} Colloque International sur les Systèmes Radar - RADAR'99, Brest, France, mai 1999.
 - [24] C. BROUSSEAU, A. DAVID, Y. LOUËT, A. BOURDILLON, « *Multifrequency polarimetric radar system in the low VHF band* », Progress in Electromagnetics Research Symposium PIERS 1998, Nantes, France, July 1998.
 - [25] S.M. KAY, S.L. MARPLE, « *Spectrum analysis – A modern perspective* », Proceedings of the IEEE, Vol. 69, N° 11, pp. 1380-1419, November 1981.
 - [26] S.L. MARPLE, « *A new autoregressive spectrum analysis algorithm* », IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-28, N° 4, pp. 441-454, August 1980.
 - [27] J.P. DELMAS, « *Éléments de théorie du signal : les signaux déterministes* », Collection Pédagogiques de Télécommunications, Ellipses, Paris, 1991.
 - [28] J. MAX, J.L. LACOUME, « *Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques* », Masson, Paris, 1996.
 - [29] B. UGUEN, « *Une méthode hybride pour l'étude de la SER d'objets de géométrie arbitraire* », Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, Rennes, 1992.
 - [30] Daniel BOUCHE, Frédéric MOLINET, « *Méthodes asymptotiques en électromagnétisme* », Springer-Verlag, Berlin, 1994.
 - [31] J.B. KELLER, « *Geometrical theory of diffraction* », Journal of Optical Society of America, Vol. 52, pp. 116-130, 1962.
 - [32] L. DESCLOS, « *Exploitation de l'état de polarisation d'une onde diffractée en vue de la qualification et de la reconnaissance de cibles* », Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, Rennes, 1992.
 - [33] P. Y. UFIMTSEV, « *Elementary edge waves and the physical theory of diffraction* », Electromagnetics, Vol. 11, pp. 125-160, 1991.
 - [34] R.F. HARRINGTON, « *Field computation by moment methods* », Macmillan, New York, 1968.
 - [35] D. ADLER, « *Information on the history and availability of NEC-MoM codes for PC's and Unix* », Applied Computational Electromagnetics Society Newsletter, Vol. 8, N° 3, pp. 8-10, November 1993.
-

-
- [36] G. J., BURKE, A. J., POGGIO, « *Numerical Electromagnetic Code – Method of moments, Part I : Program description and theory* », Technical Document 116, Naval Electron. Syst. Command (ELEX 3041), July 1977.
 - [37] G. J., BURKE, A. J., POGGIO, « *Numerical Electromagnetic Code – Method of moments, Part III : User's guide* », Technical Document 116, Naval Electron. Syst. Command (ELEX 3041), July 1977.
 - [38] A. LUDWIG, « *Wire grid modelling of surfaces* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-35, pp. 1045-1057, September 1987.
 - [39] Y.T. LIN, J.H. RICHMOND, « *EM modeling of aircraft at low frequencies* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol AP-23, January 1975
 - [40] A. C. LUDWIG, « *A comparison of spherical wave boundary value matching versus integral equation scattering solutions for a perfectly conducting body* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-34, N° 7, pp. 857-865, July 1986.
 - [41] J.P. MARCELLIN, « *Mesures de la signature radar d'une maquette de l'avion civil Boeing 747-200* », ONERA, rapport technique N° RT 40/3564 SY, février 1997.
 - [42] D.L. MENSA, « *High resolution radar cross-section imaging* », Artech, Norwood, USA, 1991.
 - [43] J.W. ODENDAAL, E. BARNARD, « *Two dimensional superresolution radar imaging using the MUSIC algorithm* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-42, N° 10, October 1994.
 - [44] T.B.A. SENIOR, « *A survey of analytical techniques for cross-section estimation* », Proceedings of the IEEE, pp. 822-833, August 1965.
 - [45] A. David, C. Brousseau, A. Bourdillon, « *POLARIMETRIC RCS SIGNATURES OF COMMERCIAL AIRCRAFT IN THE HF BAND* », PROGRESS IN ELECTROMAGNETICS RESEARCH SYMPOSIUM, NANTES, FRANCE, JUILLET 1998.
 - [46] A. DAVID, C. BROUSSEAU, A. BOURDILLON, « *Validation of heavy aircraft RCS simulations at very high frequencies* », 5^{ème} Colloque International sur les Systèmes Radar - Radar'99, Brest, France, mai 1999.
 - [47] A. KIENSKY, Y. LIN, « *Low frequency approach to target identification* », Proceeding of the IEEE, Vol. 63, N° 12, December 1975.
 - [48] J. CHEN, E. WALTON, « *Comparison of two target classification techniques* », IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. AES-22, N° 1, January 1986.
 - [49] S. AHALT, T. JUNG, « *A comparison of radar signal classifiers* », in conference on systems engineer, N°8 in IEEE International Conference, Pittsburg, 1990.
 - [50] S.C. AHALT et A.K. KRISHNAMURTHY, « *Vector quantization using frequency-sensitive competitive learning neural networks* », in conf. on systems engineer , IEEE International Conference, Fairborn, 1989.
 - [51] W. B. GOGGINS, P. BLACKSMITH, C. J. SLETTEN, « *Phase signature radar* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-22, N° 6, November 1974.
 - [52] A. REPJAR, A. KIENSKY, « *Object identification from multi-frequency radar return* », The Radio and Electronic Engineer, Vol. 45, N° 4, April 1975.
 - [53] R.O. DUDA, P.E. HART, « *Pattern classification and scene analysis* », John Wiley and sons, New York, 1968.
 - [54] T. COVER, P. HART, « *Nearest neighbor pattern classification* », IEEE Transactions on Information and Theory, Vol. IT-13, N° 1, January 1967.
 - [55] M. RIEDMILLER, « *Advanced supervised learning in multi-layer perceptron from back propagation to adaptive learning algorithms* », International Journal of Computer Standards and Interfaces, Special Issue on Neural Networks , N° 5, 1994.
-

- [56] M. RIEDMILLER, H. BRAUN, « *A direct adaptative method for faster backpropagation learning : The RPROP algorithm* », Proceedings of the IEEE, International Conference on Neural Networks, San Francisco, USA, March 28 –April 1st 1993.
- [57] H. LIN, A.A. KIENSKY, « *Optimal frequencies for aircraft classification* », IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. AES-17, N° 5, September 1981.
- [58] J. DARRICAU, « *Physique et théorie du radar* », Sodipe, Paris, 1973.
- [59] J. CHEN, « *Automatic target Classification using HF Multifrequency* », PhD Thesis, Ohio State University, USA, 1983.
- [60] C.E. COOK, M. BERNFELD, « *RADAR SIGNALS : an introduction to theory and application* », Academic press, New York, London, 1967.
- [61] P.G. HOEL, S.C. PORT, C.J. STONE, « *Introduction to statistical theory* », Houghton Mifflin, Boston, USA, 1981.
- [62] E.G. SCHNEIDER, « *Radar* », Proceedings of the IEEE, Vol. 84, N° 12, pp.1775-1827, December 1996.

VU :

VU :

**5.6.1. Le Directeur de Thèse
Responsable de l'École Doctorale**

Le

VU pour autorisation de soutenance

Rennes, le

Rennes 1

a) Le Président de l'Université de

Patrick NAVATTE

VU après soutenance pour autorisation de publication :

Le Président de Jury